This is a digital copy of a book that was preserved for generations on library shelves before it was carefully scanned by Google as part of a project to make the world's books discoverable online.

It has survived long enough for the copyright to expire and the book to enter the public domain. A public domain book is one that was never subject to copyright or whose legal copyright term has expired. Whether a book is in the public domain may vary country to country. Public domain books are our gateways to the past, representing a wealth of history, culture and knowledge that's often difficult to discover.

Marks, notations and other marginalia present in the original volume will appear in this file - a reminder of this book's long journey from the publisher to a library and finally to you.

Usage guidelines

Google is proud to partner with libraries to digitize public domain materials and make them widely accessible. Public domain books belong to the public and we are merely their custodians. Nevertheless, this work is expensive, so in order to keep providing this resource, we have taken steps to prevent abuse by commercial parties, including placing technical restrictions on automated querying.

We also ask that you:

+ *Make non-commercial use of the files* We designed Google Book Search for use by individuals, and we request that you use these files for personal, non-commercial purposes.

+ *Refrain from automated querying* Do not send automated queries of any sort to Google's system: If you are conducting research on machine translation, optical character recognition or other areas where access to a large amount of text is helpful, please contact us. We encourage the use of public domain materials for these purposes and may be able to help.

+ *Maintain attribution* The Google "watermark" you see on each file is essential for informing people about this project and helping them find additional materials through Google Book Search. Please do not remove it.

+ *Keep it legal* Whatever your use, remember that you are responsible for ensuring that what you are doing is legal. Do not assume that just because we believe a book is in the public domain for users in the United States, that the work is also in the public domain for users in other countries. Whether a book is still in copyright varies from country to country, and we can't offer guidance on whether any specific use of any specific book is allowed. Please do not assume that a book's appearance in Google Book Search means it can be used in any manner anywhere in the world. Copyright infringement liability can be quite severe.

About Google Book Search

Google's mission is to organize the world's information and to make it universally accessible and useful. Google Book Search helps readers discover the world's books while helping authors and publishers reach new audiences. You can search through the full text of this book on the web at `http://books.google.com/`

Über dieses Buch

Dies ist ein digitales Exemplar eines Buches, das seit Generationen in den Regalen der Bibliotheken aufbewahrt wurde, bevor es von Google im Rahmen eines Projekts, mit dem die Bücher dieser Welt online verfügbar gemacht werden sollen, sorgfältig gescannt wurde.

Das Buch hat das Urheberrecht überdauert und kann nun öffentlich zugänglich gemacht werden. Ein öffentlich zugängliches Buch ist ein Buch, das niemals Urheberrechten unterlag oder bei dem die Schutzfrist des Urheberrechts abgelaufen ist. Ob ein Buch öffentlich zugänglich ist, kann von Land zu Land unterschiedlich sein. Öffentlich zugängliche Bücher sind unser Tor zur Vergangenheit und stellen ein geschichtliches, kulturelles und wissenschaftliches Vermögen dar, das häufig nur schwierig zu entdecken ist.

Gebrauchsspuren, Anmerkungen und andere Randbemerkungen, die im Originalband enthalten sind, finden sich auch in dieser Datei – eine Erinnerung an die lange Reise, die das Buch vom Verleger zu einer Bibliothek und weiter zu Ihnen hinter sich gebracht hat.

Nutzungsrichtlinien

Google ist stolz, mit Bibliotheken in partnerschaftlicher Zusammenarbeit öffentlich zugängliches Material zu digitalisieren und einer breiten Masse zugänglich zu machen. Öffentlich zugängliche Bücher gehören der Öffentlichkeit, und wir sind nur ihre Hüter. Nichtsdestotrotz ist diese Arbeit kostspielig. Um diese Ressource weiterhin zur Verfügung stellen zu können, haben wir Schritte unternommen, um den Missbrauch durch kommerzielle Parteien zu verhindern. Dazu gehören technische Einschränkungen für automatisierte Abfragen.

Wir bitten Sie um Einhaltung folgender Richtlinien:

+ *Nutzung der Dateien zu nichtkommerziellen Zwecken* Wir haben Google Buchsuche für Endanwender konzipiert und möchten, dass Sie diese Dateien nur für persönliche, nichtkommerzielle Zwecke verwenden.

+ *Keine automatisierten Abfragen* Senden Sie keine automatisierten Abfragen irgendwelcher Art an das Google-System. Wenn Sie Recherchen über maschinelle Übersetzung, optische Zeichenerkennung oder andere Bereiche durchführen, in denen der Zugang zu Text in großen Mengen nützlich ist, wenden Sie sich bitte an uns. Wir fördern die Nutzung des öffentlich zugänglichen Materials für diese Zwecke und können Ihnen unter Umständen helfen.

+ *Beibehaltung von Google-Markenelementen* Das "Wasserzeichen" von Google, das Sie in jeder Datei finden, ist wichtig zur Information über dieses Projekt und hilft den Anwendern weiteres Material über Google Buchsuche zu finden. Bitte entfernen Sie das Wasserzeichen nicht.

+ *Bewegen Sie sich innerhalb der Legalität* Unabhängig von Ihrem Verwendungszweck müssen Sie sich Ihrer Verantwortung bewusst sein, sicherzustellen, dass Ihre Nutzung legal ist. Gehen Sie nicht davon aus, dass ein Buch, das nach unserem Dafürhalten für Nutzer in den USA öffentlich zugänglich ist, auch für Nutzer in anderen Ländern öffentlich zugänglich ist. Ob ein Buch noch dem Urheberrecht unterliegt, ist von Land zu Land verschieden. Wir können keine Beratung leisten, ob eine bestimmte Nutzung eines bestimmten Buches gesetzlich zulässig ist. Gehen Sie nicht davon aus, dass das Erscheinen eines Buchs in Google Buchsuche bedeutet, dass es in jeder Form und überall auf der Welt verwendet werden kann. Eine Urheberrechtsverletzung kann schwerwiegende Folgen haben.

Über Google Buchsuche

Das Ziel von Google besteht darin, die weltweiten Informationen zu organisieren und allgemein nutzbar und zugänglich zu machen. Google Buchsuche hilft Lesern dabei, die Bücher dieser Welt zu entdecken, und unterstützt Autoren und Verleger dabei, neue Zielgruppen zu erreichen. Den gesamten Buchtext können Sie im Internet unter `http://books.google.com` durchsuchen.

Eng
4049.04

Elektro-technische BIBLIOTHEK

Wechselstromtechnik.

IV. Band.

Wechselstromtransformatoren
und
Wechselstrommotoren.

Eng 4099.04

Harvard College Library

BOUGHT WITH THE INCOME

FROM THE BEQUEST OF

PROF. JOHN FARRAR, LL.D.

AND HIS WIDOW

ELIZA FARRAR

FOR

"BOOKS IN THE DEPARTMENT OF MATHEMATICS, ASTRONOMY, AND NATURAL PHILOSOPHY"

Elektro-technische
BIBLIOTHEK.
LXI. Band.
Wechselstromtechnik.
IV. Band.
Wechselstromtransformatoren
und
Wechselstrommotoren.
A. Hartleben's Verlag.
WIEN UND LEIPZIG.

A. Hartleben's Elektro-technische Bibliothek.

Eine Darstellung des ganzen Gebietes

der angewendeten Elektricität nach dem Standpunkte der Gegenwart.

INHALT DER SAMMLUNG:

1. Band. Glaser-De Cew. Die dynamo-elektrischen Maschinen. Ihre Geschichte, Grundlagen, Construction und Anwendungen. 6. Aufl., bearb. von Dr. F. Auerbach. — 2. Band. Die elektrische Kraftübertragung und ihre Anwendung in der Praxis, mit besonderer Rücksicht auf die Fortleitung und Vertheilung des elektrischen Stromes. Von Eduard Japing. 3. Aufl. — 3. Band. Das elektrische Licht. Von Dr. A. v. Urbanitzky. 3. Aufl. — 4. Band. Die galvanischen Batterien, Accumulatoren und Thermosäulen. Eine Beschreibung der hydro- und thermo-elektrischen Stromquellen, mit besonderer Rücksicht auf die Bedürfnisse der Praxis. Von W. Ph. Hauck. 4. Aufl. — 5. Band. Die Verkehrs-Telegraphie, mit besonderer Rücksicht auf die Bedürfnisse der Praxis. Von J. Sach. — 6. Band. Telephon, Mikrophon und Radiophon, mit besonderer Rücksicht auf ihre Anwendungen in der Praxis. Von Theodor Schwartze. 3. Auflage. — 7. Band. Die Elektrolyse, Galvanoplastik u. Reinmetallgewinnung, mit besonderer Rücksicht auf ihre Anwendung in der Praxis. Von Eduard Japing. 2. Aufl. — 8. Band. Die elektrischen Mess- u. Präcisions-Instrumente. Ein Leitfaden der elektrischen Messkunde. Von A. Wilke. 2. Aufl. — 9. Band. Die Grundlehren der Elektricität, mit besonderer Rücksicht auf ihre Anwendungen in der Praxis. Von W. Ph. Hauck. 3. Aufl. — 10. Band. Elektrisches Formelbuch mit einem Anhange, enthaltend die elektrische Terminologie in deutscher, franz. und englischer Sprache. Von Prof. Dr. P. Zech. — 11. Band. Die elektrischen Beleuchtungs-Anlagen, mit besonderer Berücksichtigung ihrer praktischen Ausführung. Von Dr. A. v. Urbanitzky. 3. Aufl. — 12. Band. Die elektrischen Einrichtungen der Eisenbahnen und das Signalwesen. Von L. Kohlfürst. — 13. Band. Die elektrischen Uhren und die Feuerwehr-Telegraphie. Von Dr. A. Tobler. — 14. Band. Die Haus- u. Hôtel-Telegraphie. Von O. Canter. 2. Aufl. — 15. Band. Die Anwendung der Elektricität für militärische Zwecke. Von Dr. Fr. Waechter. 2. Aufl. — 16. Band. Die elektrischen Leitungen und ihre Anlage für alle Zwecke der Praxis. Von J. Zacharias. 2. Aufl. — 17. Band. Die elektrische Eisenbahn bezüglich ihres Baues und Betriebes. Von Jos. Krämer. — 18. Band. Die Elektro-Technik in der prakt. Heilkunde. Von Prof. Dr. Rud. Lewandowski. — 19. Band. Die Spannungs-Elektricität, ihre Gesetze, Wirkungen und technischen Anwendungen. Von Prof. K. W. Zenger. — 20. Band. Die Weltliteratur der Elektricität und des Magnetismus, 1860—1883. Von Gustav May. — 21. Band. Die Motoren der elektr. Maschinen mit Bezug auf Theorie, Construction und Betrieb. Von Theodor Schwartze. — 22. Band. Die Generatoren hochgespannter Elektricität. Von Prof. Dr. J. G. Wallentin. — 23. Band. Das Potential und seine Anwendung zur Erklärung elektrischer Erscheinungen. Von Dr. O. Tumlirz. — 24. Band. Die Unterhaltung und Reparatur der elektr. Leitungen. Von J. Zacharias. — 25. Band. Die Mehrfach-Telegraphie auf Einem Drahte. Von A. E. Granfeld. — 26. Band. Die Kabeltelegraphie. Von Max Jüllig. — 27. Band. Das Glühlicht, sein Wesen und seine Erfordernisse. Von Etienne de Fodor. — 28. Band. Geschichte der Elektricität. Von Dr. Gust. Albrecht. — 29. Band. Blitz und Blitz-Schutzvorrichtungen. Von Dr. A. v. Urbanitzky. — 30. Band. Die Galvanostegie mit besonderer Berücksichtigung der fabriksmässigen Herstellung von Metallüberzügen. Von Josef Schaschl. — 31. Band. Die Technik des Fernsprechwesens. Von Dr. V. Wietlisbach. — 32. Band. Die elektro-technische Photometrie. Von Dr. Hugo Krüss. — 33. Band. Die Laboratorien der Elektro-Technik. Von Aug. Neumayer. — 34. Band. Elektricität und Magnetismus im Alterthume. Von Dr. A. v. Urbanitzky. — 35. Band. Magnetismus u. Hypnotismus. Von G. W. Gessmann. 2. Aufl. — 36. Band. Die Anwendung der Elektricität bei registrirenden Apparaten. Von Dr. Ernst Gerland. — 37. Band. Elektricität und Magnetismus als kosmotellurische Kräfte. Von Dr. Theodor Hoh. — 38. Band. Die Wirkungsgesetze der dynamo-elektr. Maschinen. Von Dr. F. Auerbach. — 39. Band. Materialien für Kostenvoranschläge elektr. Lichtanlagen. Von Etienne de Fodor. — 40. Band. Die Zeittelegraphen und die elektr. Uhren vom praktischen Standpunkte. Von Ladislaus Fiedler. — 41. Band. Die elektrischen Motoren, mit besonderer Berücksichtigung der elektrischen Strassenbahnen. Von Etienne de Fodor. — 42. Band. Die Glühlampe. Ihre Herstellung und Anwendung in der Praxis. Von J. Zacharias. — 43. Band. Die elektrischen Verbrauchsmesser. Von Etienne de Fodor. — 44. Band. Die elektrische Schweissung und Löthung. Von Etienne de Fodor. — 45. Band. Die elektrischen Accumulatoren und ihre Verwendung in der Praxis. Von J. Sack. — 46. Band. Elektricität direct aus Kohle: Von Etienne de Fodor. — 47., 48., 49. und 50. Band. Angewandte Elektrochemie. In 4 Bänden. Von Dr. Franz Peters. 1. Band, Die Primär- und Secundär-Elemente. 2. Band. I. und II. Abthlg., Anorganische Elektrochemie. 3. Band. Organische Elektrochemie. — 51. und 52. Band. Materialistisch-hypothetische Sätze und Erklärung des Wesens und der Kraftäusserungen des elektrischen Fluidums. In zwei Bänden. Von Dr. F. Ph. Stögermayr. — 53., 54., 55. und 56. Band. Elektrometallurgie und Galvanotechnik. Ein Hand- u. Nachschlagebuch für die Gewinnung und Bearbeitung der Metalle auf elektrischem Wege. In vier Bänden. Von Dr. Fr. Peters. — 57. Band. Elektrische Straßenbahnen. Von Johannes Zacharias. — 58., 59., 60., 61. Band. Wechselstromtechnik. Von M. T. Zsakula. In vier Bänden: I. Band. Der einphasige Wechselstrom. II. Band. Mehrphasige Wechselströme und Wechselstromsysteme. III. Band. Wechselstromgeneratoren. IV. Band. Wechselstromtransformatoren und Wechselstrommotoren. — 62. Band. Die elektrische Buhnen- und Effektbeleuchtung. Von Dr. Th. Weil — u. s. w., u. s. w.

Band 1 bis 56 kosten pro Band geheftet à 3 *K* 30 *h* = 3 Mark. Gebunden à 4 *K* 40 *h* = 1 Mark. Ab Band 57 pro Band geheftet à 4 *K* 40 *h* = 4 Mark. Gebunden à 5 *K* 50 *h* = 5 Mark.

eder Band ist für sich vollkommen abgeschlossen und einzeln käuflich.

Wechselstromtechnik.

IV. Band.

Wechselstromtransformatoren und Wechselstrommotoren.

Von

M. T. ZSAKULA

dipl. Maschineningenieur, Assistent an der techn. Hochschule in Budapest.

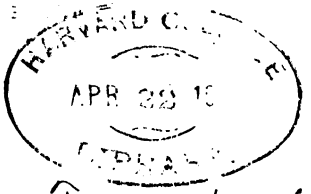
Mit 84 Abbildungen.

WIEN und LEIPZIG.

A. HARTLEBEN'S VERLAG.

1904.

(Alle Rechte vorbehalten.)



Farrar fund

K. u. k. Hofbuchdruckerei Carl Fromme in Wien.

Inhalt.

	Seite
I. Kapitel. Geschichtliches über Wechselstromtransformatoren	1
II. Kapitel. Allgemeines über Transformatoren .	37
III. Kapitel. Der Transformator im Betriebe . . . Graphische Darstellung der Arbeitsgrößen im Transformator. Bestimmung des sekundären Spannungsabfalles bei verschiedenen Belastungen. Arbeitsverluste in den Transformatoren. Wirkungsgrad.	46
IV. Kapitel. Wechselstrommotoren . . . . . Allgemeines. Der Synchronmotor. Verhalten des Synchronmotors bei verschiedener Erregung. Asynchrone oder Induktionsmotoren.	109
V. Kapitel. Der Drehstrommotor . . . . . Heylands Kreisdiagramm. Charakteristische Kurven des Drehstrommotors. Der kompensierte Drehstrommotor von Heyland.	144
VI. Kapitel. Verschiedene Wechselstrommotoren Der einphasige Induktionsmotor. Der Wechselstrom-Serienmotor.	182
Namen- und Sachregister	196

Wechselstromtransformatoren und Wechselstrommotoren.

I. Kapitel.

Geschichtliches über Wechselstromtransformatoren.*)

Die Entwicklungsgeschichte des Transformators reicht bis zur Entdeckung der Induktion zurück. Faraday benutzte bei seinen Versuchen eine Holzspule, die mit zwei voneinander isolierten Wicklungen versehen war. Schickte er durch die eine Bewicklung Strom oder unterbrach er diesen Stromkreis, dann entstand jedesmal in der anderen Bewicklung eine elektromotorische Kraft, deren Richtung davon abhing, ob der Strom im ersten Stromkreise ein- oder ausgeschaltet wurde. In jenem Zeitraume, während welchem die erstgenannten Windungen ein konstanter Strom durchfloß, konnte in der zweiten Bewicklung keine elektromotorische Kraft konstatiert werden. Die induzierende Wirkung war nur an jene Zeitperioden gebunden, in welchen die elektrische Strömung im ersten Stromkreise entstand, beziehungsweise verschwand, oder mit anderen Worten, Induktionswirkung entstand nur dann, wenn im ersten Stromkreise eine Stromschwankung stattfand.

Der Versuchsapparat Faradays gehört unbedingt zu den Transformatoren, da er alle wesent-

*) Mit Benutzung von: F. Uppenborn: „Geschichte der Transformatoren."

lichen Bestandteile derselben besitzt und seine Wirkungsweise auf der Induktion beruht. Später verwendete Faraday auch einen Eisenkern, wodurch er die Wirkungen seines Apparates bedeutend erhöhte.

Nach Faraday folgt in der geschichtlichen Reihenfolge Henry, der in den Dreißigerjahren einen Induktionsapparat konstruierte. Dieser Apparat wurde von Page im Jahre 1838 verbessert.

Page benutzte bei seinem Induktionapparate einen selbsttätigen Unterbrecher, der in regulierbaren Zeiträumen den induzierenden Stromkreis schloß und öffnete. Der Apparat bestand im wesentlichen aus einem aus Drähten bestehenden Eisenkern, der mit den voneinander isolierten primären und sekundären Drahtwindungen umgeben war. Die Betätigung des selbsttätigen Stromunterbrechers erfolgte dadurch, daß der durch den primären Strom magnetisierte Eisenkern ein Eisenstück zu sich zog, der mit dem Unterbrecherhebel fest verbunden war. Am zweiten Hebelarme waren zwei, nach abwärts stehende Leiterstücke, die in Quecksilbernäpfe tauchten. Die Quecksilbermengen in diesen Näpfen waren so bemessen, daß eines der Leiterstücke mit dem Quecksilber ständig in Berührung war, während das andere bei der Bewegung des Hebels bald aus dem Quecksilber herausgehoben, bald wieder in dasselbe getaucht wurde. Hierdurch erfolgte die Schließung und Öffnung des induzierenden Stromkreises. Die Bewegung des Hebels wurde durch die periodische Anziehung und Loslassung des Eisenstückes aufrechterhalten.

Pages Apparat diente zur Erzeugung von hochgespannten Strömen. Dieser Apparat war der Vorläufer des Ruhmkorffschen Induktionsapparates, welcher erst zehn Jahre später konstruiert wurde.

Callan war der erste, der im primären Stromkreise dicken, im sekundären dagegen dünnen Draht verwendete.

Im Jahre 1848 konstruierte Ruhmkorff seinen Funkeninduktor. In Fig. 1 ist eine neuere Ausführung desselben dargestellt. *S* ist die aus zwei voneinander sorgfältig isolierten Bewicklungen bestehende Spule, deren beide Seitenflächen $g\,g_1$ aus Ebonit oder Glas bestehen. Der Eisenkern ist aus dünnen Drähten gebildet. Die induzierende primäre Bewicklung besteht aus einigen Lagen

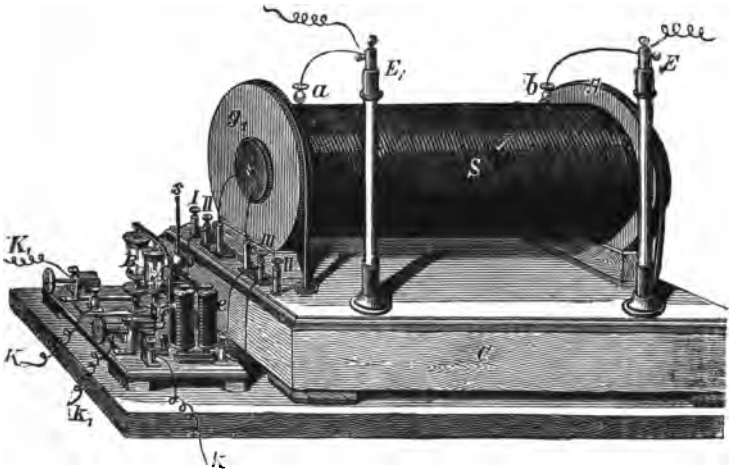


Fig. 1.

gut isolierten dicken Kupferdrahtes, auf welche dann nach einer entsprechend dicken Isolationsschicht der dünne sekundäre Draht gewickelt wird. Der induzierte Strom hat eine große Spannung, aber geringe Intensität, deshalb kann der sekundäre Draht sehr dünn gewählt werden.

Die Enden des primären Drahtes führen zu den Klemmen II, III, welche mit dem Stromunterbrecher in Verbindung stehen. Die sekundäre Bewicklung steht mit den Klemmen *a b* in Verbin-

dung, von denen Drähte zu den Klemmen E und E_1 führen. Nachdem der sekundäre Strom hohe Spannung hat, muß die Isolierung der letztgenannten Klemmen eine besonders sorgfältige sein, deshalb sind auch diese Klemmen auf Glasstäbe befestigt.

Die Induktorspule steht auf der Unterlage C, in welcher der Kondensator untergebracht ist. Dieser Kondensator dient dazu, daß bei Öffnen des primären Stromkreises die entstehenden Extraströme keinen größeren Öffnungsfunken verursachen. Die Extraströme wirken bekanntlich immer dem primären Strome entgegen, bei Schließen des

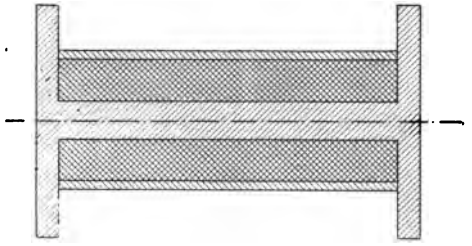


Fig. 2.

Stromkreises wollen sie das Anwachsen des Stromes verhindern, schwächen also gewissermaßen den primären Strom, bei Öffnen des Stromkreises sind sie dagegen mit dem verschwindenden Strome gleichgerichtet, verstärken ihn also und verursachen hierdurch einen intensiven Unterbrechungsfunken.

Die Nachteile des Extrastromes sind leicht einzusehen. Erstens werden einzelne Teile der Stromunterbrecher durch die starken Funken schnell abgenutzt, zweitens ist die induzierte Wirkung verlangsamt. Beim Schließen des Stromkreises nimmt die Intensität des Stromes nicht momentan, sondern allmählich zu, beim Öffnen desselben verhindert

wieder der Öffnungsfunke ein rasches Verschwinden des induzierenden Stromes.

Diese Nachteile werden durch den zur primären Wicklung oder zum Unterbrecher parallel geschalteten Kondensator behoben. Die Extraströme gleichen sich in denselben aus, können demnach ihre schädlichen Wirkungen nicht entfalten.

Ruhmkorffs Induktor wurde von den Brüdern Bright in den Jahren 1852 und 1855 verbessert. Nach der englischen Patentbeschreibung aus dem Jahre 1855 besteht dieser Induktionsapparat dem Wesen nach aus einem Eisenkerne, auf welchem die primäre Wicklung angebracht ist. Die beiden Seitenflächen der Spule (Fig. 2) bestehen ebenfalls aus Eisenlamellen, das ganze wird aber von einer Eisenröhre umgeben, so daß die ganze primäre Spule eisenumschlossen ist. Die Ausführung der Sekundärwicklung ist eine ähnliche, auch diese kann mit einem Eisenmantel umgeben werden.

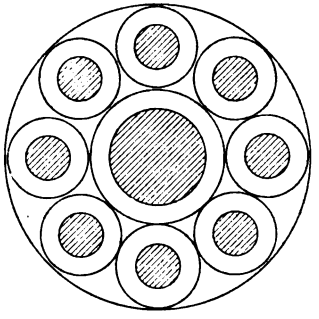


Fig. 3.

Wenn nötig, kann die sekundäre Spule noch mit einer weiteren primären Wicklung umgeben werden oder sie kann in eine Röhre eingeschlossen sein.

In Fig. 3 ist eine Ausführung dargestellt, bei welcher eine primäre Spule von mehreren sekundären Spulen umgeben ist. In der Mitte befindet sich ein stärkerer Eisenkern, der an seinen beiden Enden Eisenscheiben besitzt. Die primäre Wicklung ist an diesem Kern angebracht, während die sekundären Drahtspulen auf Eisenkernen sitzen, die

ebenfalls mit den Seitenscheiben des erstgenannten Eisenkernes in Verbindung stehen.

Die zusammengehörigen Spulen können dann noch nacheinander geschaltet werden, wodurch die Wirkungen des Apparates erhöht werden.

Harrison patentierte im Jahre 1857 eine Anordnung, bei welcher ein Transformatorsystem zur Speisung von Bogenlampen benutzt wird. Die Transformatoren sind mit ihren primären Wicklungen nacheinander geschaltet, die sekundären Wicklungen sind mit je einer Bogenlampe verbunden. Dies ist demnach auch ein Seriensystem, bei welchem der Wechselstrom hinauftransformiert wird.

Nun folgt in der Geschichte der Transformatoren ein Zeitraum von nahezu 20 Jahren, in welchem auf diesem Gebiete nicht neues produziert wurde. Im Jahre 1878 benötigte Jablochkoff zum Betriebe der nach ihm benannten Kerzen Wechselstrom mit höherer Spannung und benutzte zu diesem Zwecke Transformatoren. Er schaltete mehrere Transformatoren in einen Stromkreis, in welchem er intermittierenden Gleichstrom oder Wechselstrom sandte. Der induzierte sekundäre Strom diente zur Speisung der Kerzen, die einzeln oder mehrere in Serien geschaltet, verwendet wurden.

Diese Kerzen bestanden aus zwei parallelen Kohlenstäben, zwischen welchen der freigebliebene Raum mit einem Gemisch ausgefüllt wurde, dessen Hauptbestandteil Kaolin war. Die oberen Enden der Kohlenstäbe waren durch ein Graphitblättchen miteinander leitend verbunden, die Stromzuführung erfolgte an den unteren Enden der Stäbe. Wurde nun der Stromkreis geschlossen, dann brannte zunächst das Graphitblättchen durch, an dieser Stelle entstand dann der Lichtbogen, der das Kaolin schmolz. Die geschmolzene Masse leitete nun den Strom weiter und blieb ständig im Glühen. Im

Maße, als die Kohlenstäbe abbrannten, wanderte der Lichtbogen nach unten, bis er am Ende der Stäbe erlosch. Wenn im Betriebe der Lichtbogen erlosch, dann konnte die Lampe nur dadurch wieder in Betrieb gesetzt werden, daß man den Kontakt zwischen den Kohlenstäben von neuem herstellte oder neue Kohlenstäbe in die Lampe einsetzte.

Der Widerstand der Jablochkoffschen Kerzen war ziemlich groß, diese erforderten daher im Betriebe eine größere Spannung, zu welchem Zwecke Jablochkoff sein System ausarbeitete

Wurde eine Gleichstrommaschine benutzt, dann war im primären Kreise auch ein selbsttätiger Unterbrecher eingeschaltet, bei Wechselstrom war dieser Stromkreis auf keinem Orte unterbrochen.

Jablochkoff patentierte nicht die Transformatoren, sondern nur ein Stromsystem zum Betriebe seiner Kerzen und betont dies auch in seiner Patentschrift, nach welchem: „die Induktionsrollen nach einem beliebigen Prinzipe konstruiert, sind in der Nähe der Lichtherde angebracht."

Im Jahre 1878 finden wir auch ein englisches Patent der Brüder Bright, in welchem sie Transformatoren für elektrische Beleuchtungszwecke verwenden. Sie stellen die Transformatoren an jenen Punkten auf, an welchen elektrisches Licht benötigt wird und schalten alle primären Windungen nacheinander. Der sekundäre Strom wird zur Speisung von einer Lampe oder Lampengruppe benutzt.

Auch Edwards und Normandy nahmen in demselben Jahre ein englisches Patent, nach welchem sie Transformatoren miteinander in Serie schalten und den sekundären Strom zur Lampe führen. Sie erwähnen auch einen Ausschalter, mit Hilfe dessen der Transformator in den Stromkreis eingeschaltet werden kann oder, wenn kein Strom im sekundären Kreise benötigt wird, aus dem Stromkreis

ausgeschaltet wird, ohne daß eine Unterbrechung des Stromes erfolgt.

Strumbo konstruierte in diesem Jahre einen Transformator mit offenem magnetischen Kreise, bei welchem aber die primären und sekundären Windungen gleich lagen. Die magnetischen Verhältnisse waren hierdurch für beide Stromkreise dieselben.

Meritens arbeitete im Jahre 1878 ein System aus, das zur Städtebeleuchtung dienen sollte. Er wollte durch Serienschaltung der Transformatoren ein gemeinsames Netz herstellen, das den Strom aus einer entsprechend großen oder aus mehreren miteinander kombinierten, kleineren Maschinen erhält. Nach seinem System wären die Sekundärströme entweder einzeln oder kombiniert zu verwenden und hierdurch wäre die Möglichkeit gegeben, in den sekundären Stromkreisen Ströme von entsprechender Stärke und Spannung zu erhalten.

Fuller war der erste, der bei seinem Induktionsapparat eine Regulierung anwandte. Diese Regulierung bestand darin, daß er durch einen eisernen Hebel die Kraftlinien teilweise ablenkte und hierdurch die induzierende Wirkung abschwächte.

Der Induktionsapparat bestand aus zwei Hufeisenmagneten, welche zu einem Stück in der Weise zusammengelegt waren, daß Folgepole entstanden. Der Regulierhebel bildete an dieser Stelle den magnetischen Nebenschluß. Es waren vier primäre Spulen vorhanden, die nacheinander geschaltet wurden, die sekundären Spulen befanden sich über den Folgepolen. Die zwei Sekundärspulen waren ebenfalls in Serie geschaltet. Fuller setzte darauf das Hauptgewicht, daß die Primärspulen so verbunden werden, daß unter den Sekundärspulen Folgepole entstehen und hob

diesen Umstand auch in seinem Patentanspruch besonders hervor.

Gordon patentierte im Jahre 1880 eine Stromverteilung, in welcher er Induktionsapparate in Serienschaltung anwendete. Er transformierte den Strom ebenfalls auf höhere Spannung zum Betriebe der durch ihn erfundenen Lampe, deren Prinzip darin bestand, daß zwischen zwei Platinkugeln ein kontinuierlicher Funkenstrom entstand, der die Kugeln in glühenden Zustand versetzte.

Betrachten wir die Bestrebungen, die bisher auf dem Gebiete der Stromverteilung entfaltet wurden, so sehen wir, daß man in allen Fällen danach trachtete, die Lichtquellen dadurch voneinander unabhängig zu machen, daß man mit Hilfe von Transformatoren selbständige Stromkreise herstellte. Zu diesem Zwecke benutzte man Induktionsapparate in Hintereinanderschaltung und da die Spannungen an den primären Klemmen eines Induktionsapparates ziemlich klein waren, mußte man den Strom hinauftransformieren, um die zur Lichterzeugung benötigte minimale Spannung erzeugen zu können. Trotzdem, daß die primären Klemmenspannungen klein waren, mußten die Generatoren ziemlich hohe Spannungen erzeugen, da die Zahl der nacheinander geschalteten Transformatoren groß war. In speziellen Fällen war die sekundäre Spannung mit der primären gleich oder nahezu gleich, das Transformationsverhältnis war also 1:1, eine Transformierung des Stromes im heutigen Sinne war demnach nicht bekannt. Das Transformationsverhältnis hing in jener Zeit auch von der benötigten sekundären Spannung ab, doch waren die Stromverteilungssysteme derartig, daß nur eine Hinauftransformierung oder im entgegengesetzten Falle nur eine Transformierung des Stromes auf ungefähr gleiche Spannung erfolgte. Bei letzterer Anordnung war es nur darauf abgesehen, daß die ein-

zelnen Lampen oder Stromkreise voneinander unabhängig sind.

Eine Stromverteilung kann nur dann in jeder Hinsicht befriedigend sein, d. h. nur dann allen Ansprüchen genügen, wenn die Konsumstellen voneinander ganz unabhängig sind. Die Veränderung in der Belastung des einen Stromkreises darf auf den anderen Stromkreis nicht von Einfluß sein, und dies kann nur durch die Parallelschaltung der Konsumenten erreicht werden. Edison wies bereits auf diesen Umstand hin, Deprez faßte aber alle Gesetze zusammen, denen in diesem Falle Genüge geleistet werden muß.

In diese Zeit fällt die Erfindung der Glühlampe, welche der erfinderischen Tätigkeit andere Wege wies. Man mußte bei der Stromverteilung darauf achten, daß bei der gänzlichen Unabhängigkeit der Lampen voneinander das Stromverteilungsgebiet mit möglichst geringen Energieverlusten und Kosten erweitert werde.

Zur Erreichung dieses Zieles konnte man nur hochgespannte Ströme verwenden. Dieser hochgespannte Strom konnte aber nicht zu den Konsumenten geleitet werden, er mußte vielmehr erst hinuntertransformiert werden. Zu diesem Zwecke eigneten sich die Transformatoren vorzüglich.

Diese Umstände führten Haitzema Enuma im Jahre 1881 zur Ausarbeitung eines Stromverteilungssystemes, dessen Grundzüge darin bestanden, daß er hintereinander geschaltete Transformatoren anwendete, die sekundären Ströme aber entweder direkt zur Stromquelle führte oder durch einen zweiten Transformator in tertiäre Ströme verwandelte. Die letzteren konnten den sekundären Strömen ähnlich benutzt werden, wodurch weitere höhere induzierte Ströme entstanden. Auch wollte er die Erde in der Weise zur Stromleitung benutzen, daß er dieselbe als Rückleitung ver-

wendete. Die induzierten Stromkreise können nach seinem System auch Erdverbindungen besitzen. Alles zusammengefaßt, ist das System Haitzema Enumas ein Stromverteilungssystem mit nacheinander geschalteten Transformatoren.

Das Seriensystem der Transformatoren wurde von Gaulard und Gibbs im Jahre 1883 im Royal Aquarium in London öffentlich vorgeführt. Die Transformatoren wurden durch eine Siemenssche Wechselstrommaschine gespeist. Die Transformatoren bestanden aus mehreren nebeneinander gestellten Spulen mit je einem beweglichen und aus isolierten Eisenstäben bestehenden Eisenkerne. Diese Kerne waren mit Zahnstangen versehen und konnten mit Hilfe einer Kurbel und Zahnradübersetzung gehoben und gesenkt werden. Somit konnte eine Regulierung des Stromes erreicht werden.

Die Bewicklungen waren ineinander geschoben. Die primäre Wicklung lag inwendig, auf diese wurde der sekundäre Draht in vier Abteilungen aufgewickelt. Die acht Drahtenden führten zu Klemmen, welche mit einem Schaltapparate verbunden waren. Durch letzteren konnten die Abteilungen der sekundären Wicklung miteinander kombiniert werden.

Auf einem Gestell waren vier solche Induktionsspulen aufgestellt. Sowohl die primären, als auch die sekundären Spulen ließen sich in verschiedener Weise zusammenschalten.

In Fig. 4 ist ein Transformator von Gaulard und Gibbs dargestellt. Dieser besitzt 16 Spulensätze, von welchen je vier zusammengehören und durch die gleichzeitige Hebung und Senkung ihrer Eisenkerne gemeinsam reguliert werden. Auf der Figur sind die Schaltvorrichtungen, sowie die Hebemechanismen der Eisenkerne ersichtlich. Von letzteren sind drei Gruppen verschieden hoch ge-

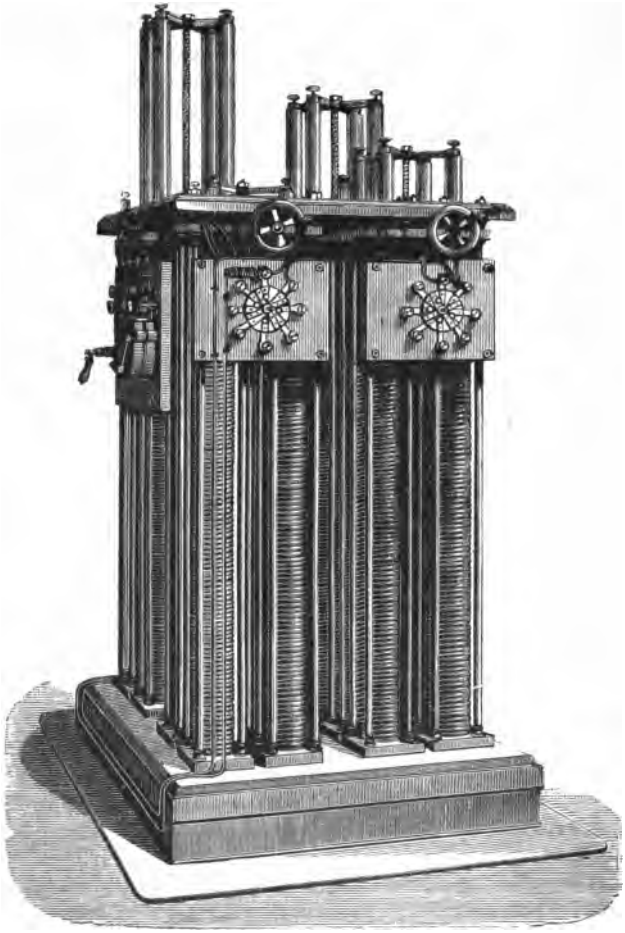


Fig. 4.

schoben, die vierte Gruppe befindet sich ganz in den Spulen.

Gaulard und Gibbs verwendeten eine Wicklungsmethode, mit welcher sie alle Windungen unter gleiche magnetische Verhältnisse brachten. Diese Wicklung bestand darin, daß sie einen sorgfältig isolierten Draht von 4 *mm* Dicke mit 6 Kabeln umgaben, deren jedes aus 12 voneinander isolierten Drähten bestand. Diese Kabel wurden mit dem mittleren Drahte zusammen als ein ganzes auf die Holzspule gewickelt, deren Hohlraum mit dem Eisenkern ausgefüllt war. Der mittlere Draht bildete den primären Leiter, während die Kabel sekundären Stromkreisen angehörten. Die Drähte dieser Kabel konnten untereinander kombiniert werden und dadurch waren verschiedene Stromstärken im sekundären Kreise herstellbar.

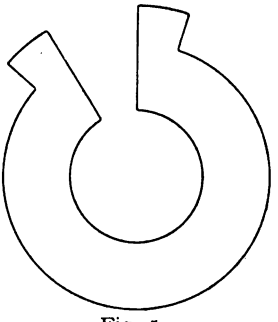


Fig. 5.

Diese Transformatoren hatten ebenfalls ein Umsetzungsverhältnis von 1 : 1. Sie wurden im Primärkreise nacheinander geschaltet, denn nur hierdurch war es möglich, hohe Spannung am Generator und im ganzen Stromkreise zu verwenden. Der Hauptnachteil dieser Transformatoren lag in der ungünstigen magnetischen Disposition, sie hatten offene magnetische Kreise, d. h. solche, in welchen die Kraftlinien einen großen Luftraum zu übersetzen hatten, welcher Umstand großen Magnetisierungsstrom erheischte und den Wirkungsgrad stark herabdrückte.

Gaulard und Gibbs stellten im Jahre 1884 in Turin Transformatoren auf, deren Wicklungen aus Kupferscheiben bestanden. Eine dieser Kupfer-

scheiben ist in Fig. 5 dargestellt. Kupferbleche wurden in dieser Form ausgestanzt, die herausstehenden Enden dienten zur Verbindung der Scheiben untereinander. Im mittleren Kreisausschnitte drang der Eisenkern durch. Um den primären und sekundären Windungen, die durch diese Scheiben gebildet wurden, zum Eisenkerne gleiche, relative Lagen geben zu können, erfolgte die Montierung des Transformators in der Weise, daß man abwechselnd primäre und sekundäre Scheiben aufeinander legte und die zusammengehörigen an ihren vorspringenden Teilen zusammenlötete. Die Isolation bestand aus ringförmig ausgeschnittenen Pappescheiben, die zwischen die Kupferscheiben gelegt wurden.

Durch diese Zusammensetzung nahmen diese Transformatoren ein säulenförmiges Aussehen an. An der oberen isolierenden Abschlußplatte fanden die Klemmen, Schalter und die Hebeapparate des Eisenkernes Platz.

Diese Anordnung der Wicklungen hatte den Vorteil, daß die Abkühlungsfläche des Transformators groß wurde und daß der zur Verfügung stehende Wicklungsraum voll ausgenutzt werden konnte. Ein nachteiliger Umstand war, daß durch die herausstehenden Scheibenteile leicht Kurzschlüsse entstehen konnten.

Mit diesen Transformatoren wurden in Turin 34 Stück 16kerzige, 48 Stück 8kerzige und eine Bogenlampe gespeist. In Lanzo und Venaria waren ebenfalls solche Transformatoren aufgestellt.

Gaulard und Gibbs System, sowie alle anderen Stromsysteme konnten sich nicht längere Zeit behaupten, da ihnen viele Nachteile anhafteten. Alle diese Systeme schalteten die Induktionsapparate nacheinander, sie wurden also von demselben Primärstrom durchflossen. Nachdem aber die primäre Stromstärke durch die sekundäre Belastung beein-

flußt wird, mußten alle Stromkreise die Ein- oder Ausschaltung eines Sekundärkreises verspüren, d. h. die Stromkreise waren voneinander nicht unabhängig. Man regulierte zwar immer auf konstante Stromstärke, auch konnte man bei den einzelnen Apparaten durch Verschieben des Eisenkernes eine Regulierung durchführen, doch war dies sehr umständlich und nicht zuverlässig. Ein Stromverteilungssystem muß vollständig selbstregulierend sein, dies konnte aber bei der Serienschaltung nicht erreicht werden. Auch die bei den Transformatoren verwendeten selbsttätigen Regulierungsvorrichtungen könnten diesem Mangel nicht abhelfen, da sie unzuverlässig sind.

Ein anderer Umstand, welcher bei der Hintereinanderschaltung der Transformatoren von sehr nachteiliger Wirkung ist, ist der, daß die Spannung im sekundären Stromkreise um so mehr zunimmt, je kleiner die Belastung ist. Jeder Induktionsapparat besitzt Ohmschen und induktiven Widerstand und diesen entsprechend entsteht ein resultierender Spannungsabfall bei Belastung, dessen Wert von der Größe des Ohmschen und induktiven Spannungsverlustes abhängt. Je größer die Belastung, um so größer wird der gesamte resultierende Spannungsabfall sein, woraus folgt, daß die Spannung nur bei einer gewissen, z. B. bei der Vollbelastung normalen Wert hat. Wird ein Teil der Belastung abgeschaltet, dann nimmt die Spannung zu, in dieser Weise kann im sekundären Stromkreise eine so hohe Spannung auftreten, daß die eingeschaltet gebliebenen Apparate darunter leiden können. Wird der größte Teil der Belastung ausgeschaltet, dann können die noch im Betriebe sich befindlichen Glühlampen zugrunde gehen.

Anderseits sind auch die Betriebsverhältnisse solcher Stromkreise sehr ungünstig. Bei normaler Belastung wird in den Transformatoren eine ent-

sprechende Energiemenge verbraucht, die der Nutzleistung mehr oder weniger proportional ist. Nimmt aber die Belastung ab, dann nimmt die durch den Transformator verbrauchte Energie zu und wird bei Leerlauf maximal. Der Grund dieser Erscheinung liegt darin, daß die Stromstärke im Primärkreise mit Rücksicht auf die Unabhängigkeit der Konsumenten konstant gehalten werden muß, während die Spannung bei Leerlauf sowohl im sekundären, als auch im primären Stromkreise maximal wird. Durch die Verhältnisse ist erklärlich, daß der Energiekonsum bei Leerlauf größer ist, als bei Vollbelastung.

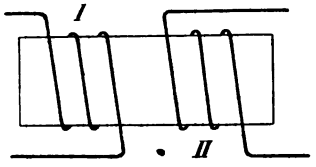


Fig. 6.

Natürlich ist es unter solchen Verhältnissen nicht rationell, den Wechselstrom zur Stromverteilung zu benutzen. Glühlichtbetrieb im heutigen Sinne ist gar nicht durchführbar, denn jede Ausschaltung, wenn auch nur einer Lampe im Sekundärkreise wirkt auf alle anderen zurück.

Rationelle und in jeder Hinsicht befriedigende Lösung des Problems der Stromverteilung durch Wechselströme war der Parallelschaltung der Transformatoren vorbehalten. Immerhin konnten die bisher beschriebenen Transformatoren zur Parallelschaltung nicht benutzt werden, denn diese wären auch bei dieser Schaltung nicht selbstregulierend. Die Konstruktion der Transformatoren mußte auf anderen Grundlagen durchgeführt werden, auf welchen, wollen wir im nachstehenden erörtern.

In Fig. 6 ist ein Eisenkern mit zwei Bewicklungen versehen. Eine Bewicklung wird mit einer Wechselstromquelle mit konstanter Spannung ver-

bunden, diese bildet also einen Teil des mit *I* bezeichneten primären Stromkreises. Die andere Wicklung ist neben die erste gewickelt und ist mit dem sekundären Stromkreise verbunden.

Der in der primären Wicklung fließende Wechselstrom erzeugt im und um dem Eisenkerne ein wechselndes Magnetfeld, das auf die zweite Wicklung wirkt und in dieser elektromotorische Kräfte wechselnder Richtung induziert. Verbindet man die Drähte der Sekundärwicklung mit dem Sekundärstromkreise, dann fließt in diesem ein Wechselstrom. Solange der Sekundärkreis offen ist, wirkt auf den Eisenkern nur der primäre Wechselstrom, sobald aber der Sekundärkreis geschlossen wird, fließt in den Sekundärwindungen ein Wechselstrom, der auf den Eisenkern auch magnetisierend wirkt, doch im entgegengesetzten Sinne als die Primärwicklung. Dies sagt soviel, daß die durch den Sekundärstrom erzeugten Kraftlinien, den ursprünglichen induzierenden Kraftlinien entgegengesetzt gerichtet sind, den Widerstand des magnetischen Kreises demnach vergrößern. Die Folge davon wird sein, daß die Kraftlinien einen solchen Weg suchen werden, auf welchem sie auf kleineren Widerstand stoßen, d. h. ein Teil der Kraftlinien wird aus den Seitenflächen des Eisenkernes austreten und die sekundären Windungen gar nicht durchdringen. Mit anderen Worten, die Streuung des Induktionsapparates wächst um so mehr, je stärker der Sekundärstrom ist, d. h. je größer die Belastung wird.

Diese Form des Transformators ist daher nicht entsprechend. Wollen wir, daß unabhängig von der Belastung immer dieselbe Kraftlinienzahl die primären und sekundären Wicklungen durchsetze, dann müssen wir sie magnetisch gleichliegend anordnen. Dies kann aber bei dieser Form des Eisenkernes nur dadurch geschehen, daß man die

Windungen beider Wicklungen zusammenführt, d. h. die primären und sekundären Windungen werden miteinander parallel gleichzeitig auf den Eisenkern aufgewickelt.

In dieser Weise könnte man aber Transformatoren nur mit dem Übersetzungsverhältnis 1 : 1 konstruieren, die aber für die Parallelschaltung nicht taugen, da bei Wechselstromverteilung nur hochgespannte Ströme in Betracht kommen können. Man muß daher die Windungszahlen entsprechend wählen und die erwähnte Anordnung des Eisenkernes verlassen. Magnetisch gleichliegende primäre und sekundäre Wicklungen, auch bei verschiedenen Windungszahlen, lassen sich nur durch solche Anordnungen herstellen, bei welchen der Eisenkern keine freien Pole hat. In diesem Falle verlaufen alle Kraftlinien in dem in sich geschlossenen Eisenkern, bei dieser Anordnung ist demnach auch der Widerstand des magnetischen Kreises sehr klein.

Der Ohmsche Spannungsverlust muß auch möglichst gering sein. Die Windungen müssen dieser Bedingung entsprechend dimensioniert werden, so daß die Klemmenspannung von der elektromotorischen Kraft sich sehr wenig unterscheidet.

Dies sind die Hauptbedingungen, die durch einen zur Parallelschaltung geeigneten Transformator erfüllt werden müssen.

Das Verdienst, brauchbare Transformatoren erfunden und rationelle Stromverteilung mit Wechselstrom zuerst ausgeführt zu haben, gehört Zipernowsky, Déri und Bláthy.

Wie wir aus der geschichtlichen Entwicklung ersehen, war eine zufriedenstellende Lösung der Stromteilung mit in Serie geschalteten Transformatoren nicht zu erreichen. Die Induktionsapparate konnten nicht so konstruiert werden, daß mit diesen auch nur eine angenäherte Unabhängigkeit der

Konsumenten erzielt werden konnte. Das Problem der Erfindung guter und zweckentsprechender Transformatoren wurde erst im Jahre 1885 gelöst, als die oben genannten Erfinder mit ihren Induktionsapparaten vor die Öffentlichkeit traten.

Das erste Patent ist betitelt: „Neuerungen an Induktionsapparaten, um elektrische Ströme zu transformieren" von Zipernowsky, Déri und Bláthy

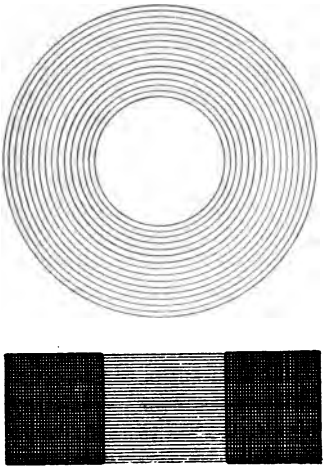


Fig. 7.

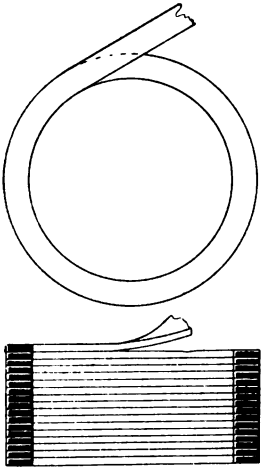


Fig. 8.

und ist aus dem Jahre 1885. Nach dieser Patentschrift besteht eine Ausführungsform der Transformatoren darin, daß der in sich geschlossene und vielmal unterteilte Eisenkern mit Windungen nach Art des Gramme-Ringes bewickelt wird. Die ganze Bewicklung besteht aus zwei voneinander isolierten Teilen, deren einer in den primären, der andere dagegen in den sekundären Stromkreis geschaltet wird. Der Eisenkern ist aus Drähten, Bändern oder Blechen zusammengestellt, welche

voneinander durch Bespinnung, Lacküberzug oder Papier isoliert sind. Die Unterteilung des Eisenkernes erfolgt immer in der Weise, daß derselbe in Richtung der Kraftlinien kontinuierlich ist, während in der auf letztere senkrechte Richtung vielmal unterbrochen wird. Hierdurch ist erreicht, daß die Kraftlinien in ihrem Verlaufe auf keinen großen Widerstand treffen, die schädlichen Wirbelströme aber, die in auf die Richtung der Kraftlinien senkrechten Ebenen verlaufen und durch die Erwärmung des Eisenkernes den Nutzeffekt herunterdrücken, infolge des durch die Isolation der Teile des Eisenkernes gebildeten großen Ohmschen Widerstandes keine große Intensität erreichen können. Da hierdurch sowohl den magnetischen Verhältnissen, als auch der ökonomischen Wirkungsweise des Transformators Rechnung getragen wird, ist dies die einzige zweckentsprechende Ausführungsform des Eisenkernes.

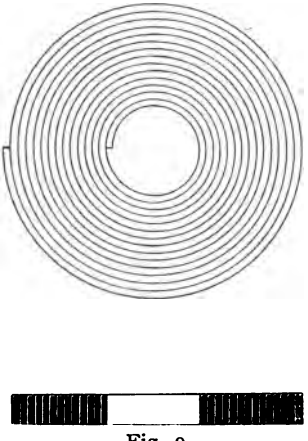


Fig. 9.

In Fig. 7 ist ein aus Drähten gebildeter Eisenkern in Schnitt und Draufsicht dargestellt. Fig. 8 zeigt eine Ausführungsform, bei der Eisenband zur Verfertigung des Eisenkernes verwendet wurde. Das Band ist hier hochkantig gebogen, doch kann man es auch flach aufwickeln, wie in Fig. 9 gezeigt. Letztere Ausführung ist praktischer, mit ihr lassen sich auch größere Kerne mit Leichtigkeit herstellen, in der Weise, daß man derartige, durch Aufwicklung erhaltene Scheiben in mehreren Lagen übereinander

setzt. Bei Fig. 8 ließe sich ein größerer Eisenkern nur dadurch herstellen, daß man aus Bändern Zylinder mit verschiedenen Durchmessern herstellt und diese ineinander schiebt. In beiden Fällen sind die einzelnen Eisenbandlagen voneinander zu isolieren.

Man kann auch laut der Patentschrift entsprechend breite Eisenbänder benutzen und mit solchen, durch Aufwicklung, den Eisenkern bilden. In diesem Falle wäre mit Rücksicht auf die Entstehung der Wirbelströme das Eisenband mit Längsschlitzen zu versehen, wie Fig. 10 zeigt. Endlich sind in den Fig. 11 und 12 Blechformen

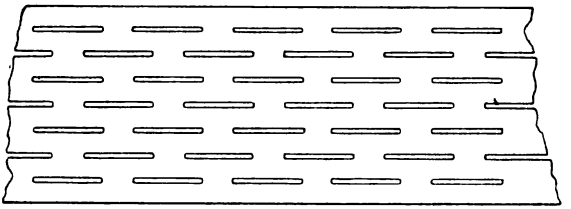


Fig. 10.

dargestellt, welche auch zum Aufbau des Transformatorenkernes verwendet werden. Bei kleineren Transformatoren wird das Eisenblech ringförmig ausgestanzt (Fig. 11) und werden so viel Bleche aufeinander gelegt, bis der benötigte Eisenkern gebildet ist. Die einzelnen Bleche sind voneinander mit Lackschicht oder Papier isoliert. Größere Eisenkerne können ebenfalls aus Blechen zusammengesetzt werden, in diesem Falle bildet man Kreissegmente (Fig. 12), die man so zusammensetzt, daß ein kreisförmiger Eisenkern entsteht. Natürlich muß man hier darauf achten, daß die Segmente gegeneinander verschoben werden, denn sonst würde der magnetische Widerstand des Eisen-

kernes längs des ganzen Kraftlinienweges nicht konstant sein. Die stetige Verschiebung der Schnittlinien in den einzelnen Lagen ist in der Figur gestrichelt bezeichnet und sind die zusammengehörigen mit derselben Zahl versehen.

Die primären und sekundären Windungen sind entweder auf der ganzen Ringfläche gleichmäßig verteilt, in welchem Falle die Bewicklungen übereinander liegen, oder sind sie in Spulenform gebracht, welche dann nebeneinander liegend ange-

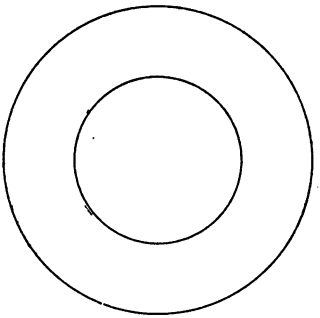


Fig. 11.

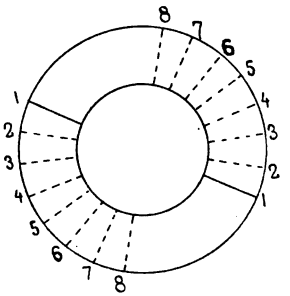


Fig. 12.

ordnet sind. Letztere Ausführungsform ist in Fig. 13 dargestellt. Hier sind sechs primäre *(a)* und sechs sekundäre *(b)* Spulen auf einem aus Draht verfertigten Eisenkern gewickelt. Sowohl die primären als auch die sekundären Spulen sind nacheinander geschaltet, die Enden *I I'* und *II II'* werden zu den Klemmen des Transformators geführt.

In allen Fällen ist die sekundäre Wicklung von der primären sorgfältig isoliert. Auch zwischen der primären Wicklung und dem Eisenkerne muß

eine vorzügliche Isolation vorhanden sein, da sonst der hochgespannte Strom leicht in den Eisenkern übertreten und so den Transformator zugrunde richten könnte.

Eine andere Ausführungsform dieser Transformatoren besteht darin, daß die Wicklungen im Inneren des Eisenkernes untergebracht sind. Solche

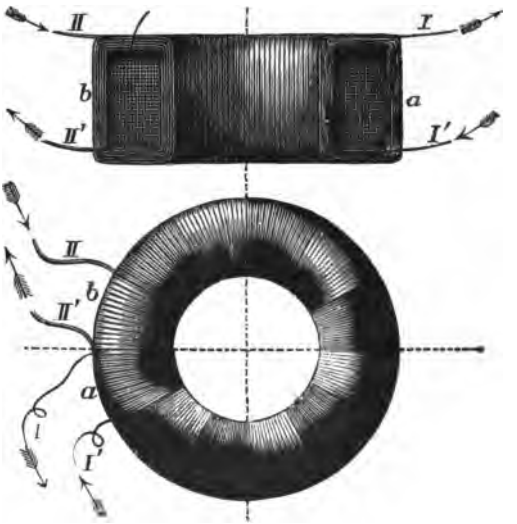


Fig. 13.

ist in der Fig. 14 dargestellt. Die Wicklung wird aus isoliertem Kupferdraht ringförmig hergestellt, dann wird das ganze isoliert und mit dünnem isolierten Eisendraht in der in der Figur angedeuteten Weise bewickelt. Die vier Drahtenden sind herausgeführt und mit den Klemmen des Transformators verbunden.

Auch bei dieser Anordnung der Wicklungen und des Eisenkernes ist den Hauptbedingungen

des Konstruktionsprinzipes dieser Transformatoren Genüge geleistet, indem auch jetzt in der Richtung des Verlaufes der Kraftlinien der magnetische Widerstand klein ist und den Wirbelströmen großer Ohmscher Widerstand entgegengesetzt wird.

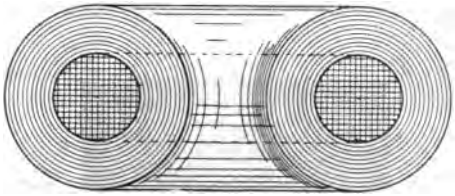


Fig. 14.

Das Transformationsverhältnis läßt sich nach Belieben feststellen. Da diese Transformatoren in Parallelschaltung verwendet werden, bei welcher sie die erzeugte hohe Spannung des Generators direkt erhalten, dienen sie nicht zur Hinauf-, sondern

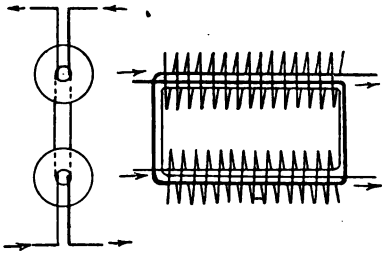


Fig. 15.

zur Hinabtransformierung der Spannung. Die erzeugte niedrige Spannung wird zu den Konsumenten geführt.

Es läßt sich ferner dasselbe Konstruktionsprinzip in der Weise durchführen, daß man in

kreisförmige oder viereckige Bleche Löcher stanzt, solche Bleche mit Papierisolation übereinander legt und in den so entstandenen Aussparungen die primären und sekundären Leiter unterbringt. Die kreisförmigen Blechscheiben können auch durch entsprechend gewickelten Eisendraht ersetzt werden. In dieser Weise entstehen die Transformatorformen, die in den Fig. 15 und 16 abgebildet sind und die keiner weiteren Erklärung mehr bedürfen.

In Fig. 17 ist ein Ringtransformator dargestellt, bei welchem der Eisenkern inwendig ist und die Bewicklungen außen aufeinander liegen. Der bewickelte Ring wird von imprägnierten und radial versetzten Holzstücken getragen, das ganze ist aber zwischen zwei ringförmige gußeiserne Platten gesetzt, deren unteres als Grundplatte mit Füßen versehen wird. Die obere Platte trägt die primären und sekundären Klemmen, sowie zwei Eisenringe zum Heben des Apparates. Die Kreisform der Platten erleichtert in großem Maße die Transportierung des Transformators, indem derselbe leicht von einem Ort zum anderen gerollt werden kann.

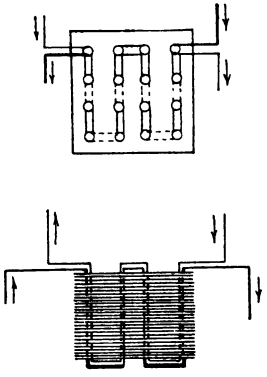


Fig. 16.

Durch diese Transformatoren war der Weg zur weiteren Entwicklung der Stromverteilung mit Wechselströmen gezeigt. Man sah mit der Zeit ein, daß eine völlige Unabhängigkeit der Konsumenten nur durch parallel geschaltete, pollose Transformatoren erreicht werden kann. Im Verteilungssystem mußte nur die Primärspannung konstant erhalten werden, um die Konstanz der Sekundärspannung erreichen zu können, die primäre

Spannung muß daher in der Zentrale konstant sein, was durch Hand- oder automatische Regulatoren leicht bewerkstelligt werden kann.

Dieselben Erfinder erhielten in dieser Zeit bereits mehrere Patente auf Stromverteilungssysteme, und zwar:

Karl Zipernowsky und Max Déri: „Neuerungen in den Mitteln zur Regulierung von elektrischen Wechselströmen", Max Déri: „Neuerungen in der

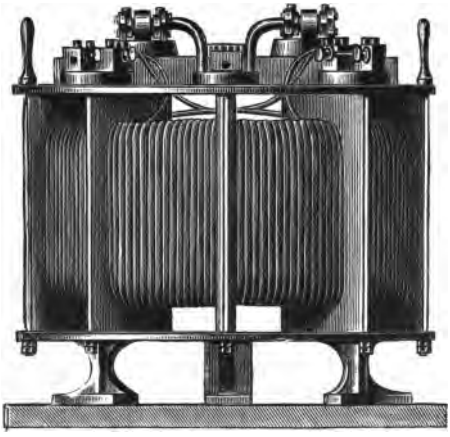


Fig. 17a.

Verteilung von Elektrizität", Karl Zipernowsky, Max Déri und Otto T. Bláthy: „Neuerungen, die Regulierung elektrischer Wechselströme betreffend" 1886; ferner Karl Zipernowsky und Max Déri: „Neuerung an Stromverteilungssystemen" 1887.

Die Transformatoren und Stromverteilungssysteme wurden durch die Patente und Publikationen rasch bekannt, auch wurden sie in den Ausstellungen zu Budapest, London und Antwerpen öffentlich vorgeführt. Wie vorauszusehen war, entspann sich

ein reger Ideenaustausch zwischen den Elektrotechnikern, insbesondere von jener Seite, die für die Serienschaltung der Transformatoren eintraten. Es wurden Versuche gemacht, um die Unzweckmäßigkeit der Parallelschaltung beweisen zu können, doch ohne Erfolg, was am besten jener Umstand dokumentiert, daß das neue System rasch an Verbreitung gewann, alle anderen Systeme verdrängte, so daß heute alle Wechselstromverteilungssysteme

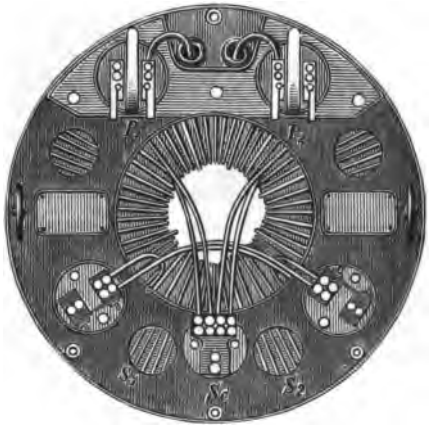


Fig. 17b.

nur parallelgeschaltete Transformatoren verwenden. Selbst Gaulard und Gibbs, die eifrigsten Verteidiger des Seriensystemes, sahen sich genötigt, ihre Systeme zu verlassen und die Transformatoren in Parallelschaltung zu verwenden.

Hiermit wäre auch die geschichtliche Entwicklung der Transformatoren beendet, denn alle nachfolgenden Konstruktionen beruhten auf demselben grundlegenden Prinzip, wonach die Transformatoren pollos, mit geschlossenem Magnetkreise ausgeführt

werden müssen. Die Konstrukteure trachteten nunmehr den Wirkungsgrad zu verbessern und möglichst billige Apparate herstellen zu können, in dieser Weise entstanden verschiedene Ausführungen, bei denen dem Eisenkerne und den Wicklungen solche Formen gegeben wurden, bei welchen das benötigte Eisen und Kupfer ohne Abfall verwendet werden konnte.

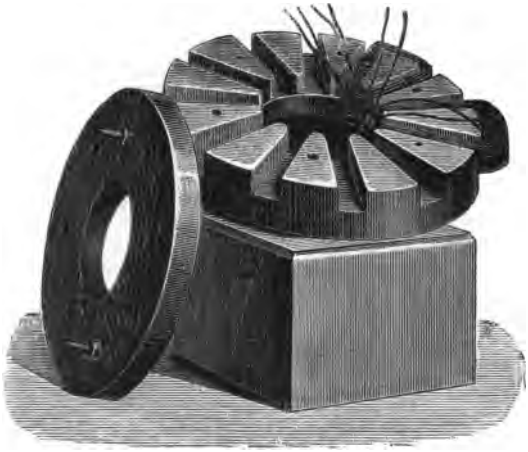


Fig. 18a.

Von den älteren Ausführungen seien einige hier angeführt.

Aus Fig. 18 ist der Transformator von Schuckert ersichtlich. Derselbe besteht aus zwei mit Nuten versehenen und aus unterteiltem Eisen hergestellten Scheiben. Die Spulen werden in diese Nuten eingelegt. Alle bilden selbständige Transformatoren und können sowohl für sich als auch in verschiedenen Schaltungen verwendet werden. Hierdurch ist ermöglicht, daß aus einem Apparate mehrere Strom-

kreise mit gleichen oder verschiedenen Spannungen erhalten werden können. Diese Transformatoren sind auch mit einer Schutzvorrichtung gegen das Durchschlagen der hohen Spannung versehen. Diese besteht aus einer Kupferplatte, die zwischen die primäre und sekundäre Wicklung gelegt und mit dem Eisenkerne elektrisch verbunden wird. Der Eisenkern besitzt eine Erdleitung, so daß, wenn die primäre Spannung die primäre Isolation durchschlägt, der hochgespannte Strom durch die Kupferplatte, Eisenkern und Erdleitung in die Erde fließt,

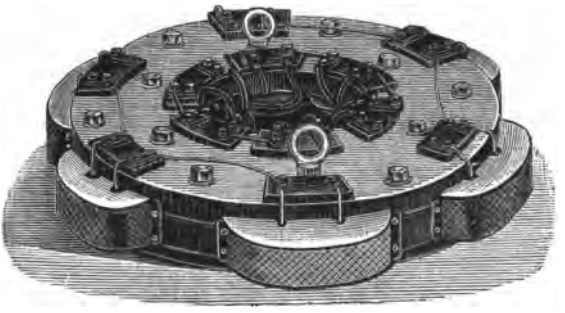


Fig. 18b.

ohne den sekundären Stromkreis beschädigen zu können.

Fig. 19 zeigt einen Ferranti-Transformator. Die primären und sekundären Windungen liegen horizontal, während der Eisenkern vertikal steht. Der Eisenkern wird aus Eisenbändern zusammengesetzt, und zwar in der Weise, daß diese im Hohlraum der Spulen parallel geführt, dann aber umgebogen werden, so daß ihre Enden sich berühren. Die Wärmestrahlungsfläche wird dadurch vergrößert, daß die Bandlagen nicht fest aneinander gepreßt, sondern zwischen ihnen Räume freigelassen werden, wo immer frische Luft zirku-

lieren kann. Die primäre und sekundäre Wicklung ist sorgfältig von dem Eisenkerne und voneinander isoliert, außerdem kann der Transformator auch in Öl gesetzt werden, wodurch eine ganz vorzügliche Isolation erreicht wird.

Der Westinghouse-Transformator ist aus Fig. 20 ersichtlich. Derselbe hat vertikal stehende Spulen,

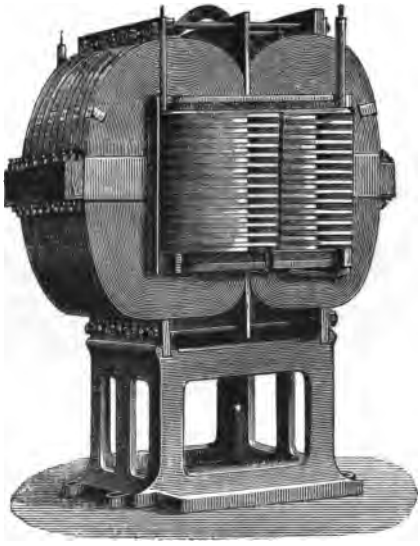


Fig. 19.

die von jeder Seite vom Eisenkerne umgeben wird. Der Eisenkern besteht aus entsprechend gestanzten Blechen, diese werden in entsprechender Anzahl übereinander gelegt und durch vier Schrauben, die mit Preßplatten im Zusammenhange stehen, fest aneinander gepreßt.

Die Spulen werden erst fertiggestellt, nur dann wird der Eisenkern montiert. In Fig. 21 ist der

Transformator im Schnitt und auch ein Blechstück schematisch dargestellt. Das Blech wird bei $f\,f$ mit Einschnitten versehen, sodann werden die Teile $f_3\,f_4$ zurückgebogen, wodurch ermöglicht ist, daß das Blech in die Spulen hineingeschoben wird. Ist dies geschehen, dann biegt man f_3 und f_4 in ihre ursprüngliche Lage zurück, nimmt ein anderes Blech, verfährt damit in derselben Weise, nur muß darauf geachtet werden, daß nun die Einschnitte $f\,f$ auf die andere Seite der Spulen kommen, damit auf einer Seite kein Luftzwischenraum entstehen kann. Die Ecken der Bleche sind abgeschnitten, was nur vorteilhaft ist, da hierdurch bei gleichem Nutzeffekte das Gewicht des Transformators geringer wird.

Fig. 20.

In Fig. 22 ist eine Anwendungsweise solcher Transformatoren abgebildet. Der Transformator dient zur Speisung eines Stromkreises und einer zur Straßenbeleuchtung dienenden Glühlampe. Ober dem Maste führen die primären Leitungen, von welchen der Transformator parallel abgezweigt wird. Im Unterteil des Apparates führen die Niederspannungsleitungen, von welchen auch die Lampe ihren Strom erhält. Der Apparat ist in Fig. 23 im Schnitt dargestellt.

Von den älteren Transformatoren sei noch der Transformator der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft erwähnt, der bei der Kraftübertragung von

Lauffen nach Frankfurt a. M. im Jahre 1891 verwendet wurde. Dieser ist aus der Fig. 24 ersichtlich. Derselbe war für Dreiphasenstrom bestimmt, besaß drei vertikale Eisenkerne, die oben und unten gemeinsame Verbindungsstücke hatten. Die sekundäre Wicklung war unter die primäre gelegt, die letztere besaß mehrere Abteilungen, die nacheinander geschaltet waren. Um eine möglichst gute Isolation erreichen zu können, stellte man den Transformator in Öl, erwärmte diesen, damit die Feuchtigkeit sowohl aus dem Öle, als auch aus

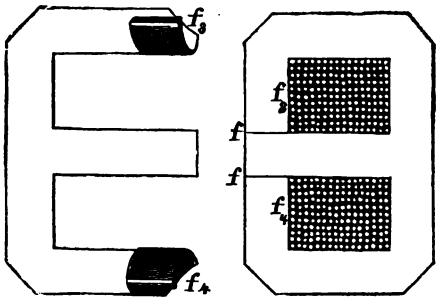


Fig. 21.

den einzelnen Teilen des Transformators entfernt werden könne. Wie aus der Figur ersichtlich, wurde das ganze Kernsystem des Transformators mit langen Schrauben zusammengepreßt.

An dieser Stelle wollen wir Swinburne erwähnen, der im Jahre 1889 in seinen Veröffentlichungen die Fachkreise auf den Jahreswirkungsgrad der Transformatoren aufmerksam machte. Er führte aus, daß für den Betrieb einer Zentrale jene Verhältniszahl von Wichtigkeit ist, die angibt, welche Energiemenge während eines Jahres erzeugt und welche als Nutzleistung verbraucht wurde. Die immer eingeschaltet bleibenden Trans-

formatoren verbrauchen auch bei Leerlauf eine bestimmte Energie, die den Transformator erwärmt, die also als verlorene Energie gilt. Demgegenüber

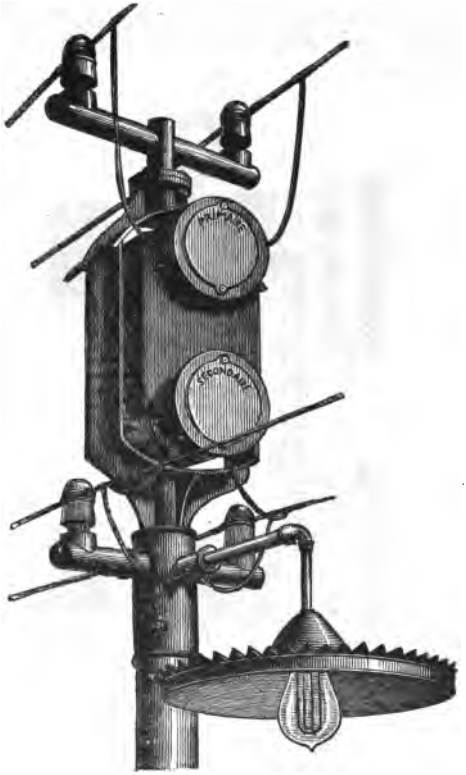


Fig. 22.

ist die Belastung des Transformators nur während einer verhältnismäßig kurzen Zeit des Jahres maximal, so daß hierdurch ein Jahresnutzeffekt sich ergibt, der für den Betrieb der Anlage maßgebend

ist. Nach seinen Anschauungen ist in dieser Hinsicht der Transformator mit offenem magnetischen Kreise dem Transformator mit geschlossenem magnetischen Kreis vorzuziehen. Bei Verwendung solcher Transformatoren sei der Jahreswirkungsgrad größer, nur müssen diese Apparate rationell gebaut werden.

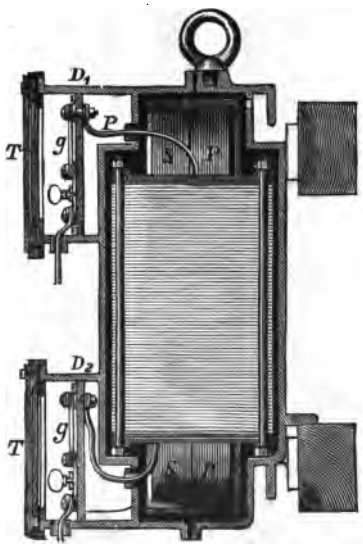


Fig. 23.

Auf dieser Grundlage konstruierte Swinburne seinen Igel-Transformator. Derselbe ist in Fig. 25 schematisch dargestellt. Er besitzt einen aus Eisendrähten bestehenden Kern, um den die beiden Wicklungen gewunden werden. Die Enden der Eisendrähte werden umgebogen, so daß Halbkugelflächen entstehen. Die Kraftlinien treten aus dem Eisenkerne, durchsetzen den Luftraum und treten

dann am anderen Ende des Transformators wieder in den Eisenkern. Der Luftzwischenraum vermindert zwar die Eisenverluste, doch ist bei dieser Anordnung ein starker Magnetisierungsstrom erforderlich.

Fig. 24.

Fig. 26 zeigt diesen Transformator in seiner wirklichen Ausführung. Ein Mittelstück aus Bronzeguß bildet den Träger des Transformators. Dieses Gußstück ist kreuzförmig, welche Form gewählt ist, um in dem durch die Spulen begrenzten Raum vier Eisendrahtbündel unterbringen zu können. Die

Enden dieser Bündel werden in der beschriebenen Weise umgebogen, wodurch der Transformator ein igelförmiges Aussehen erhält. Dieser Transformator kann nur in irdenen Gefäßen untergebracht

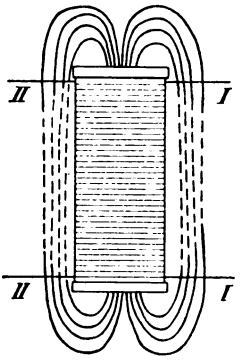


Fig. 25.

Fig. 26.

werden, da eiserne Behälter durch denselben magnetisiert werden, andere Metalle aber aus dem Grunde nicht verwendet werden können, weil in denselben Wirbelströme induziert werden, die das Gefäß erwärmen.

II. Kapitel.

Allgemeines über Transformatoren.

In Fig. 27 ist ein in sich geschlossener Eisenkern dargestellt, der zwei Spulen besitzt. Wird in die Spule *a* ein Wechselstrom geschickt, dann entsteht im Eisen ein wechselndes magnetisches Feld. Der Verlauf der mittleren Kraftlinie ist gestrichelt gezeichnet.

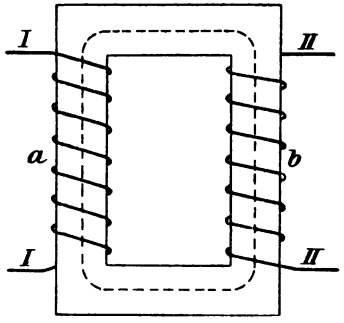


Fig. 27.

Das wechselnde Feld erzeugt in der Spule *b* eine wechselnde elektromotorische Kraft, da alle Kraftlinien, die durch den in der Spule *a* fließenden Wechselstrom erzeugt werden, auch durch die Windungsflächen der Spule *b* hindurchgehen, wenn wir die auftretende Streuung vernachlässigen.

Die Spule *a*, in die der Wechselstrom geleitet wird, ist ein Teil des primären Stromkreises und wird primäre Spule genannt. Die Spule *b*, welche der induzierenden Wirkung ausgesetzt wird, ist die sekundäre Spule. In dieser wird eine elektromotorische Kraft erzeugt, die bei geschlossenem

sekundären Stromkreise einen Wechselstrom hervorruft.

Man hat also primäre und sekundäre elektromotorische Kraft. In derselben Weise unterscheidet man primäre und sekundäre Stromstärke. Erstere fließt durch die primäre Wicklung des Transformators und erzeugt bei offenem sekundären Kreise das magnetische Feld, letztere durchfließt dagegen die sekundäre Wicklung und wird im sekundären Stromkreis als Nutzstrom verwendet. Der Induktionsapparat selbst, der also aus der primären und der sekundären Wicklung und dem Eisenkerne besteht, heißt Wechselstromtransformator.

Im Transformator werden demnach zwei Stromkreise durch ein magnetisches Feld miteinander verkettet. Zwischen beiden Stromkreisen ist keine leitende Verbindung vorhanden, diese wird lediglich durch das Magnetfeld gebildet. Allerdings sind diese Stromkreise darum zusammenhängend, denn eine jede Veränderung in der einen verursacht eine entsprechende Veränderung in der anderen.

Man unterscheidet bei einem Transformator mehrere Spannungen. Zunächst sei die primäre Klemmenspannung erwähnt, die gleich mit der Spannung des zugeführten Wechselstromes ist.

Die primäre elektromotorische Kraft tritt in der primären Wicklung auf. Diese ist um die primären Spannungsverluste kleiner, als die primäre Klemmenspannung.

Die sekundäre elektromotorische Kraft entsteht durch Induktion in der sekundären Wicklung. Diese erzeugt bei geschlossenem sekundären Stromkreise den sekundären Strom.

Die sekundäre Klemmenspannung endlich ist die Spannungsdifferenz zwischen den sekundären Klemmen des Transformators. Diese ist um die sekundären Spannungsverluste kleiner als die sekundäre elektromotorische Kraft.

In der Praxis werden zumeist Transformatoren verwendet, die die erzeugte Hochspannung in Niederspannung umwandeln. Das Verhältnis der primären Spannung zur sekundären wird das Umsetzungs- oder Transformationsverhältnis des Transformators genannt. Dieses ist nahezu gleich mit dem Verhältnis der primären und sekundären Windungszahlen.

Das erzeugte magnetische Feld ist mit der Stromstärke und der primären Windungszahl proportional. Die sekundäre Windungszahl ist nur auf die Größe der sekundären elektromotorischen Kraft von Einfluß. Betrachten wir nämlich den Verlauf der Kraftlinien, so sehen wir, daß diese sämtliche sekundäre Windungen in demselben Sinne durchsetzen, die in den einzelnen Windungen induzierten elektromotorischen Kräfte sind daher gleichgerichtet. Nachdem aber diese Windungen nacheinander geschaltet sind, summieren sich die einzelnen elektromotorischen Kräfte zu einer resultierenden Größe, der sekundären elektromotorischen Kraft.

In den Wechselstromzentralen werden gewöhnlich hochgespannte Ströme erzeugt, da durch diese große Energiemengen auf beträchtliche Entfernungen mit verhältnismäßig geringen Verlusten sich übertragen lassen. Bei den Konsumenten wird dieser Wechselstrom in entsprechender Weise hinuntertransformiert. Wir sahen (I. Band), daß die Größe der elektrischen Arbeit in einem Wechselstromkreise durch den Ausdruck bestimmt werden kann:

$$W_1 = e_1 i_1 \cos \varphi_1$$

wo e_1 und i_1 die effektive primäre Klemmenspannung, beziehungsweise Stromstärke und $\cos \varphi_1$ den Leistungsfaktor für diesen Stromkreis bedeuten.

Nehmen wir an, der Transformator verbraucht diese Energiemenge. Im sekundären Kreise wird

in diesem Falle die Energiemenge

$$W_2 = e_2 i_2 \cos \varphi_2$$

zur Verfügung stehen.

Wenn die Belastung des Sekundärkreises eine rein Ohmsche ist, dann ist zwischen Spannung und Stromstärke keine Phasenverschiebung vorhanden, d. h. $\varphi_2 = 0$. oder $\cos \varphi_2 = 1$ und

$$W_2 = e_2 i_2.$$

Bei vollbelastetem Transformator ist $\cos \varphi_1$ nahezu Eins, so daß angenähert geschrieben werden kann:

$$W_1 \doteq e_1 i_1.$$

Vernachlässigen wir noch die geringen Verluste im Transformator, d. h. betrachten wir den idealen Transformator, bei welchem der Nutzeffekt 100% ist, dann wird

$$W_1 = W_2$$

oder

$$e_1 i_1 = e_2 i_2$$

oder

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{i_2}{i_1}$$

d. h. die Stromstärken des primären und sekundären Kreises verhalten sich umgekehrt wie die betreffenden Spannungen.

Der Wert

$$n = \frac{e_1}{e_2}$$

ist das Umsetzungs- oder Transformationsverhältnis des Transformators.

Die elektromotorische Kraft in der primären Spule des Transformators ist der wirkenden Klemmenspannung entgegengesetzt gerichtet, verhindert

also das Anwachsen des primären Stromes über gewisse Grenzen. Ist der sekundäre Stromkreis geöffnet, dann läßt die gegengerichtete elektromotorische Kraft nur soviel Strom durch, der zur Magnetisierung des Eisenkernes und zur Deckung der auftretenden Leerlaufsverluste notwendig ist. Bei Belastung nimmt diese Stromstärke um so mehr zu, je größer die Belastung ist.

Aus der Gleichung

$$e_1 i_1 = e_2 i_2$$

folgt, daß die sekundäre Stromstärke um so größer wird, je kleiner die sekundäre Spannung ist. Hieraus ergibt sich auch die große Bedeutung der Transformatoren, denn man kann eine beträchtliche Energiemenge auf große Entfernungen übertragen, ohne daß man große Leiterquerschnitte verwenden müßte, man muß nur eine entsprechend hohe primäre Spannung wählen. Am Verbrauchsorte läßt sich die Spannung mit gutem Nutzeffekte leicht auf den gewünschten Wert transformieren, wobei dann natürlich die Intensität des sekundären Stromes entsprechend zunimmt.

Was die Form des Transformators betrifft, unterscheidet man Kern- und Manteltransformatoren.

Ein Kerntransformator ist in Fig. 27 schematich dargestellt. Er hat einen zumeist viereckigen, länglichen Eisenkern, dessen längere Seiten mit den Wicklungen bedeckt sind. Bei dem Kerntransformator ist also der Eisenkern zum größten Teile mit der Wicklung bedeckt.

Die Manteltransformatoren werden dadurch charakterisiert, daß der Eisenkern die Wicklungen teilweise oder ganz umhüllt. Ein Manteltransformator ist in Fig. 28 schematisch dargestellt. Bei dieser Form sind die primären und sekundären Windungen

auf den Mittelsteg des Eisenkernes gewickelt, diese können in Spulenform nebeneinander gestellt oder übereinander geschoben werden.

Als typische Formen des Kern- und des Manteltransformators sind die ersten Ringtransformatoren von Zipernowsky, Déri und Bláthy zu betrachten. Bei diesen war, wie wir sahen, der Eisenkern aus Draht, Band oder Blech gebildet und die ganze Ringfläche wurde mit den primären und sekundären Windungen bedeckt. Oder die Windungen waren ringförmig und wurden mit Eisendraht bewickelt. Der erstere war ein Kern-, der letztere ein Manteltransformator.

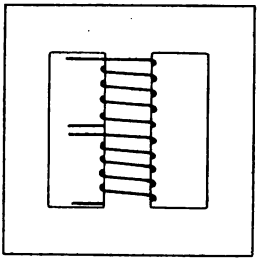


Fig. 28.

Nachdem die Herstellung der Ringtransformatoren zu umständlich und deshalb kostspielig war, kam man von dieser Form ab und baute Transformatoren, bei denen die Wicklungen oder der Eisenkern nur teilweise verdeckt waren. Einige dieser Formen sind in Fig. 29 dargestellt.

Die Form des Transformators bestimmt das Gewicht des benötigten Eisens und Kupfers. Bei Kerntransformatoren ist das Eisengewicht klein, bei Manteltransformatoren groß. Bei Kerntransformatoren ist der Eisenquerschnitt verhältnismäßig klein, weshalb bei gleicher Eisensättigung die Windungszahlen groß sind. Das Kupfergewicht erreicht darum nicht sehr hohe Werte, da die Spulen kleiner sind, somit auch die mittlere Windungslänge kleiner ist als bei Manteltransformatoren. Bei letzeren ist das Gegenteil der Fall. Der Eisenquerschnitt ist groß, weshalb die Windungszahl klein sein kann. Die Kupfergewichte

stellen sich ungefähr gleich, da die mittlere Windungslänge größer ist.

Die magnetischen Verhältnisse sind bei Manteltransformatoren günstiger als bei Kerntransforma-

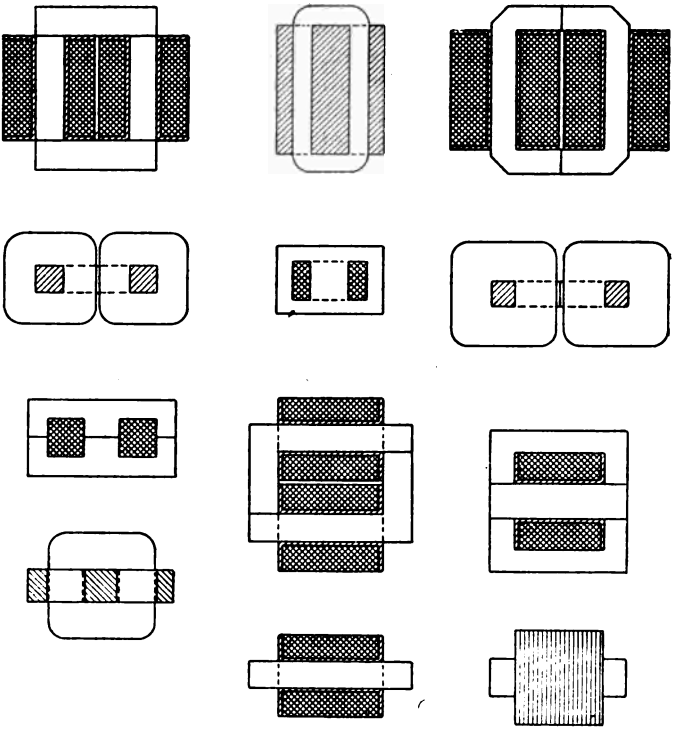


Fig. 29.

toren. Bei letzteren ist im allgemeinen die Länge der mittleren Kraftlinie größer als bei dem ersteren, welcher Umstand einen größeren Erregerstrom verursacht.

Was die Abkühlungsfläche der Spulen betrifft, ist diese beim Kerntransformator größer. Hier werden die Spulen in ihrer ganzen Oberfläche mit Luft bestrichen, die Kühlung ist also das denkbar beste. Diesem Vorteile steht der Nachteil gegenüber, daß die Wärmestrahlungsfläche des Eisens vermindert wird, da nur jene Flächen als Strahlungsflächen zu betrachten sind, die mit frischer Luft in Berührung stehen. In dieser Hinsicht ist der Manteltransformator günstiger, zur Ausstrahlung der Eisenwärme steht hier eine große Oberfläche zur Verfügung.

Alles zusammengenommen läßt sich keine allgemeine Entscheidung treffen, welche die vorteilhaftere der beiden Formen ist. Beide haben Vor- und Nachteile, im allgemeinen sind sie aber ziemlich gleichwertig.

Die Windungen werden in Spulen vereinigt und diese neben- oder übereinander gestellt. Sind lange Spulen vorhanden, so ist zweckmäßig, diese aufzuteilen und die primären und sekundären Teilspulen abwechselnd übereinander anzubringen. Hierdurch ist auch der Einfluß der Streuung vermindert, da alle Spulen unter gleichen magnetischen Verhältnissen stehen. Was die Wirkung der Streuung anbelangt, ist zweckmäßig, die Spulen übereinander anzuordnen und möglichst dünne Spulen zu verwenden.

Die Teile der primären und sekundären Wicklung werden in Serie, parallel oder kombiniert zusammengeschaltet. Die Spulen der primären Wicklung sind zumeist alle in Serie geschaltet, da gewöhnlich hohe Spannungen hinunter zu transformieren sind und diese Spannungen viele Windungen erheischen. Im sekundären Kreise fließt dagegen ein starker Strom, will man also den sekundären Spannungsabfall und die Verluste im gewünschten Maße halten, dann muß man große

Querschnitte verwenden. Da Leiter mit den zumeist sich groß ergebenden Querschnitten nicht gewickelt werden können, teilt man die sekundäre Wicklung in mehrere Teile, wickelt die Spulen mit normale Querschnitte besitzenden Drähten und schaltet alle Teile untereinander parallel. Man kann auch Serienparallelschaltung verwenden, bei welcher einzelne Gruppen in Serie geschalteter Spulen gebildet werden, welche miteinander parallel geschaltet sind.

Die anzuwendende Schaltungsweise hängt von der Leistung des Transformators ab. Ist die Leistung des Transformators klein, dann kann man die sekundären Windungen aus einem Querschnitt bilden und da verwendet man die Serienschaltung der Spulen. Bei großen Leistungen dagegen ist die Parallel- oder die Serienparallelschaltung unvermeidlich. Man muß natürlich bei diesen Schaltungen darauf achten, daß sich die sekundäre Spannung ergibt oder mit anderen Worten, möge die Schaltung eine beliebige sein, die Zahl der hintereinander geschalteten Windungen muß jene bleiben, die durch die Berechnung ermittelt worden ist, da die Größe der sekundären Spannung nur von dieser Windungszahl abhängt.

III. Kapitel.

Der Transformator im Betriebe.

Wird ein Transformator in einen Wechselstromkreis geschaltet, dann fließt durch die primären Windungen ein Strom, dessen Intensität von der Spannungsdifferenz an den Klemmen des Transformators und dem resultierenden Widerstande desselben abhängt. Der resultierende Widerstand x ergibt sich aus dem Ohmschen und dem induktiven Widerstand, und zwar wenn r der Ohmsche Widerstand, l der Selbstinduktionskoeffizient ist, dann wird (siehe Band I, Seite 97):

$$x = \sqrt{r^2 + l^2 \omega^2}$$

wo

$$\omega = 2 \pi \infty$$

wenn ∞ die Periodenzahl des Wechselstromes ist.

Der induktive Widerstand besteht aus einer elektromotorischen Kraft, die der wirkenden Spannung entgegengesetzt gerichtet ist. Der Ohmsche Widerstand ist gewöhnlich sehr klein, er ist zumeist zu vernachlässigen, so daß den eigentlichen Widerstand die Gegenkraft der Selbstinduktion bildet. Ist die Spannung des Primärkreises e_1 gegeben, dann wird die primäre Stromstärke i_1

$$i_1 = \frac{e_1}{\sqrt{r^2 + l^2 \omega^2}}.$$

Das entstehende magnetische Feld ist mit der Ampèrewindungszahl proportional. Die Ampèrewindungszahl ergibt sich, wenn man die Zahl der Windungen mit der sie durchfließenden Stromstärke multipliziert. Wollten wir in diesem Falle die Magnetisierung bestimmen, würden wir zu falschen Ergebnissen gelangen, denn wie wir später sehen werden, ist diese Magnetisierung geringer, als die dem Strome i_1 entsprechende.

Jede induktive Belastung verursacht eine Phasenverschiebung zwischen der Stromstärke und der Spannung, und zwar wird die Stromstärke phasenverspätet. In solchem Falle ist die Leistung des Wechselstromes kleiner als das Produkt aus Stromstärke und Spannung und kann folgendermaßen ausgedrückt werden

$$W = e_{eff}\, i_{eff} \cos\varphi$$

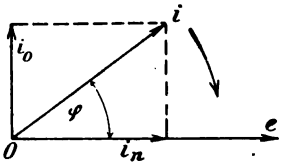


Fig. 30.

wo $\cos\varphi$ den Leistungsfaktor und φ den Phasenverschiebungswinkel bedeuten, wenn wir annehmen, daß beide Kurven zu den Maximalwerten symmetrisch sind. Bei unsymmetrischen Kurven ist φ der konstante Phasenverschiebungswinkel der äquivalenten Sinuskurven (siehe diese im I. Bande).

Zeichnen wir das Vektordiagramm, dann erhalten wir Fig. 30. Oe ist der Vektor der Spannung, Oi jener der Stromstärke. Letzterer bleibt hinter dem Vektor der Spannung um den Winkel φ zurück. Bilden wir die senkrechte Projektion der Stromstärke auf die Spannung, dann erhalten wir als Projektion

$$i_n = i \cos\varphi$$

oder wenn $i = i_{eff}$ wird

$$W = e_{eff}\, i_n.$$

Dieser Ausdruck gibt die tatsächliche Leistung.

Die andere Komponente der Stromstärke ist auf i_n senkrecht und ist mit i_o bezeichnet. Während i_n zur Deckung der tatsächlichen Verluste, die in Wärme umgewandelt werden, dient, erzeugt i_o das magnetische Feld. Diese Komponente des Stromes bedeutet keinen Verlust, sie wird mit der Spannung nur jene Energiemenge geben, die nötig ist, um im Raume magnetische Kraftlinien zu erzeugen, und wird wieder frei, d. h. strömt zur Energiequelle zurück, sobald das magnetische Feld verschwindet. Wollen wir daher die Magnetisierung aus der Ampèrewindungszahl bestimmen, dann darf nur die Komponente i_o des Gesamtstromes in Berechnung gezogen werden.

Wird i_o zu Null, dann ist die Ampèrewindungszahl auch Null, somit verschwindet das magnetische Feld. Bei maximaler Erregerstromstärke wird auch das Feld maximal, woraus folgt, daß i_o und das erzeugte Feld in Phase sind. Der Vektor des Feldes fällt demnach mit dem Vektor der Erregerstromstärke i_o zusammen.

Dieses Feld erzeugt in den Windungen die gegenelektromotorische Kraft der Selbstinduktion. Wie wir sahen (Band I, Seite 47), ist diese dem Felde gegenüber in der Phase um eine Viertelperiode verspätet, ihr Vektor wird daher dem Vektor der wirkenden Spannung gerade entgegengesetzt sein. Wir dürfen aber nicht vergessen, daß wir hier die zweite Komponente der Spannung, nämlich den Ohmschen Spannungsverlust vernachlässigten, nehmen wir diesen auch in Betracht, dann wird dieser Phasenwinkel von 180^0 etwas verändert. Wie wir beim Arbeitsdiagramm des Transformators sehen werden, ist der Einfluß des Ohmschen Spannungsverlustes verschwindend klein.

Sehen wir nun, wie läßt sich der Wert der gegenelektromotorischen Kraft ausdrücken?

Gehen wir von dem Falle aus, daß den Eisenkern nur eine Windung einschließt. Fließt durch diese ein Wechselstrom, dann entsteht ein periodisch wechselndes magnetisches Feld, das auf die Windung zurückwirkend, in dieser eine elektromotorische Kraft, die Gegenkraft der Selbstinduktion erzeugt. Wir sahen bei der Behandlung der Induktionserscheinungen, daß die Größe der induzierten elektromotorischen Kraft von der Anzahl der verschwindenden Kraftlinien und von der Geschwindigkeit abhängt, mit welcher diese die Windungsfläche verlassen. In unserem Falle ist die Veränderung der Kraftlinien während einer halben Periode $2N$, wenn N die maximale Kraftlinienzahl bedeutet, da die Kraftlinien von Null bis N anwachsen und dann von N wieder auf Null abnehmen. Die Geschwindigkeit, mit welcher die Kraftlinien entstehen und verschwinden, ist durch die Winkelgeschwindigkeit ω des Kraftlinienvektors gegeben, so daß die maximale induzierte elektromotorische Kraft durch die Gleichung

$$e_{max} = \omega\, 2\, N$$

gegeben ist.

Da aber

$$\omega = 2\,\pi \sim$$

wird

$$e_{max} = 2\,\pi \sim 2\,N = 2\,\pi z\, N$$

wo z die Wechselzahl bedeutet.

Wollen wir diese elektromotorische Kraft im Effektivwerte und Volt haben, dann müssen wir mit $10^{-8}\sqrt{2}$ dividieren, so daß

$$e_{eff} = \frac{2\,\pi}{\sqrt{2}}\, z\, N\, 10^{-8} \text{ Volt}$$

oder

$$e_{eff} = 4{,}44\, z\, N\, 10^{-8} \text{ Volt}$$

sinusförmige Veränderung vorausgesetzt.

Im allgemeinen ist die Windungszahl n, in welcher alle die obige elektromotorische Kraft induziert wird. Nachdem alle Windungen nacheinander geschaltet sind, wird die resultierende elektromotorische Kraft der ganzen Spule n-mal größer, d. h.

$$e = 4{,}44\, n\, z\, N\, 10^{-8} \text{ Volt.}$$

Setzt man endlich noch

$$N = \mathfrak{B}\, S$$

in die Gleichung, wo $\mathfrak{B}$ die maximale Kraftlinienzahl für 1 cm^2 und S die durch eine Windung umschlossene Fläche, d. h. den Querschnitt des Eisenkernes in Quadratzentimeter bedeuten, dann wird

$$e = 4{,}44\, n\, z\, \mathfrak{B}\, S\, 10^{-8} \text{ Volt.}$$

Diese ist die endgiltige Form des Ausdruckes der gegenelektromotorischen Kraft der primären Bewicklung.

Die primäre Klemmenspannung ist die Resultante zweier Komponentspannungen. Eine Komponente dient zur Kompensierung der gegenelektromotorischen Kraft der Selbstinduktion, die zweite Komponente deckt den Ohmschen Spannungsverlust. Erstere haben wir bereits im obigen bestimmt, letzteren bekommen wir, wenn wir das Produkt der Stromstärke i_1 mit dem Ohmschen Widerstande r_1 der primären Bewicklung bilden, d. h.:

$$e_n = i_1\, r_1.$$

Die Vektoren der beiden Komponenten stehen senkrecht aufeinander, somit ergibt sich der Vektor der primären Klemmenspannung als die Diagonale eines rechtwinkeligen Dreieckes (Fig. 31). i_1 ist die Lage des Vektors der primären Stromstärke. Der Vektor der gegenelektromotorischen Kraft der

Selbstinduktion bleibt in der Phase um eine Viertelperiode zurück, folglich wird der Vektor der kompensierenden Spannungskomponente um eine Viertelperiode voreilen. Dieser Vektor ist durch $\overline{OB}$ gegeben. $\overline{OA}$ ist der Vektor des Ohmschen Spannungsabfalles, dieser fällt in die Richtung der Stromstärke. Die Diagonale $\overline{OC} = e_t$ ist daher der Vektor der resultierenden Klemmenspannung. Die Stromstärke bleibt in der Phase hinter der Klemmenspannung um den Winkel φ zurück.

Ist der Sekundärkreis offen, d. h. ist die sekundäre Stromstärke Null, dann hat die Sekundärwicklung keine Rückwirkung auf das magnetische Feld und die sekundäre Klemmenspannung wird genau den Wert haben, welcher der Windungszahl der Sekundärwicklung entspricht. In diesem Falle ist die sekundäre Klemmenspannung mit der sekundären elektromotorischen Kraft gleich.

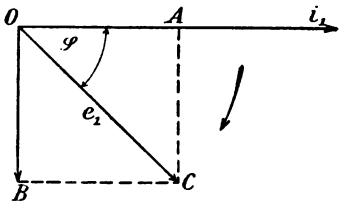


Fig. 31.

Wird der Transformator belastet, dann ist i_2 um so größer, je größer die Belastung. Einfachheit halber nehmen wir an, daß die Belastung induktionsfrei ist, d. h. daß Klemmenspannung und Stromstärke im sekundären Stromkreise in Phase sind. Mißt man nun die Klemmenspannung bei verschiedenen Belastungen, so findet man, daß bei konstant geschaltener Primärspannung die sekundäre Spannung um so mehr abnimmt, je größer die Belastung.

Dieser Spannungsabfall hat zwei Ursachen. Eine ist die, daß bei wachsender Sekundärstromstärke der sekundäre, innere Ohmsche Spannungsverlust zunimmt. Im Ausdrucke dieses Verlustes

steht die Stromstärke und der Ohmsche Widerstand, beide Größen nehmen mit wachsender Belastung zu, die Stromstärke der Belastung, der Widerstand der Erwärmung entsprechend.

Die zweite Ursache des sekundären Spannungsabfalles liegt in der Streuung des Transformators. Die Streuung besteht darin, daß die durch die primäre Wicklung erzeugten Kraftlinien nicht sämtlich die Sekundärwicklung durchsetzen, sondern aus dem Eisenkern austretend, im umgebenden Raume sich schließen. Infolge dieser Erscheinung kann die sekundäre elektromotorische Kraft nicht jenen Wert erreichen, der der sekundären Windungszahl entspricht, außerdem wächst die Streuung mit der Belastung, weshalb die sekundäre elektromotorische Kraft mit der Belastung abnimmt. Wir ersehen also, daß die sekundäre Klemmenspannung bei zunehmender induktionsloser Belastung notwendigerweise abnehmen muß.

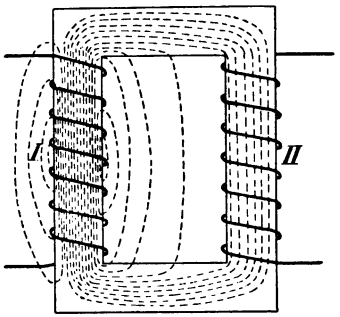


Fig. 32.

Wir wollen im folgenden die Streuungsverhältnisse näher untersuchen.

In Fig. 32 ist ein Transformator mit geschlossenem Eisenkern schematisch dargestellt. *I* ist die primäre, *II* die sekundäre Bewicklung. Bei offenem sekundären Kreise bleiben nahezu alle erzeugten Kraftlinien im Eisenkern und die sekundäre elektromotorische Kraft ist die der sekundären Windungszahl entsprechende. Es werden in diesem Falle einige Kraftlinien aus dem Eisenkerne in den umgebenden Raum treten, doch ist deren

Anzahl so gering, daß man sie vernachlässigen kann.

Wird der Sekundärkreis geschlossen, dann fließt in der Sekundärwicklung ein der Belastung entsprechend starker Strom, der seinerseits im Eisenkerne ebenfalls magnetische Kraftlinien erzeugt. Da dieser Strom im allgemeinen dem primären Strome entgegengesetzt gerichtet ist, werden die durch ihn erzeugten Kraftlinien den bereits vorhandenen Kraftlinien entgegengesetzt gerichtet sein, weshalb sie den magnetischen Widerstand des Kraftlinienkreises vergrößern. Die Folge davon wird sein, daß nun ein Teil der Kraftlinien Wege sucht, längs welchen der Gesamtwiderstand kleiner ist als im Eisenkerne, d. h. ein Teil derselben wird aus dem Eisenkerne austreten und hierdurch nicht zur Induktion in der Sekundärwicklung beitragen.

Die Rückwirkung des Sekundärstromes wächst mit der Belastung, weshalb die spannungserniedrigende Wirkung der Streuung auch mit derselben zunimmt.

In der Figur sind diese Verhältnisse übertrieben dargestellt, damit das Wesen der Streuung übersichtlicher wird. In der Wirklichkeit sind die Streuungsverhältnisse wesentlich günstiger.

Es ist nun leicht einzusehen, wodurch die Wirkung der Streuung vermindert werden kann. Man muß trachten, daß möglichst alle Kraftlinien durch die sekundären Windungen gehen, anderseits darf der Austritt der Kraftlinien aus dem Eisenkerne nicht erleichtert werden.

Die erste Bedingung ist erfüllt, wenn man die Wicklungen übereinander schiebt oder wenn man beide Wicklungen aus mehreren Spulen herstellt und diese abwechselnd nebeneinander stellt. Diese letztere Anordnung ist auch deshalb anzuwenden, weil man beiden Wicklungen zukommen kann und

die nötigen Serien- oder Parallelschaltungen leicht durchgeführt werden können.

Was die Verhinderung des Austrittes der Kraftlinien aus dem Eisenkerne betrifft, ist am wirksamsten, wenn man die Verbindungsstege des Kernes nicht zu lang und nicht zu nahe aneinander wählt. Hierdurch ist einerseits erreicht, daß der gesamte magnetische Widerstand des Kraftlinienweges vermindert, anderseits aber die Länge jenes Raumes vergrößert wird, in dem das Streufeld entsteht. Auch darf man die Sättigung des Eisenkernes nicht zu hoch wählen, da mit zunehmender Sättigung die Permeabilität oder magnetische Durchlässigkeit des Eisens über einer gewissen Grenze abnimmt. Auf die Wahl der Kraftliniendichte ist indessen dieser Umstand nicht maßgebend, sondern die Größe jener Verluste, die von der Sättigung abhängend, im Eisenkerne auftreten. Mit diesen Verhältnissen werden wir uns später eingehender befassen.

Graphische Darstellung der Arbeitsgrößen im Transformator.

Aus dem bisherigen ersahen wir, daß in dem belasteten Transformator ein resultierendes Feld zur Wirkung kommt. Bezeichnet in Fig. 33 $\overline{OD}$ den Vektor der primären elektromotorischen Kraft, dann wird der Vektor des erzeugten magnetischen Feldes in der Phase um eine Viertelperiode zurückbleiben. Dieses Feld induziert in der sekundären Wicklung eine elektromotorische Kraft, die wieder hinter dem magnetischen Felde in der Phase um eine Viertelperiode zurückbleibt. In der Figur bedeutet also OC den Vektor des magnetischen Feldes, während der Vektor der sekundären elektromotorischen Kraft in die Richtung OB fällt.

Das magnetische Feld entsteht bei Leerlauf nur durch die primären Ampèrewindungen, bei Belastung dagegen sowohl durch die primären, als auch durch die sekundären Ampèrewindungen. Dasselbe kann demnach als eine resultierende Größe betrachtet werden und wollen wir im folgenden die Komponentfelder, sowie deren Phasenverhältnisse bestimmen.

Sei die primäre Stromstärke i_1. Der Transformator ist ein Induktionsapparat, folglich ist die primäre Stromstärke gegen die elektromotorische Kraft phasenverspätet. Der Phasenverschiebungswinkel sei in diesem Falle φ_1.

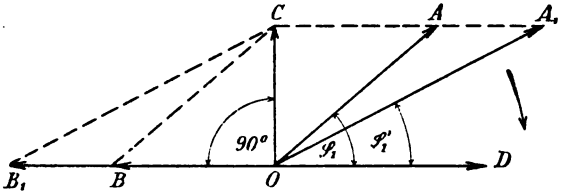


Fig. 33.

Wenn die Zahl der primären Windungen n_1 ist, dann wird die erregende primäre Ampèrewindungszahl $i_1 n_1$ sein. Durch diese wird ein magnetisches Feld erzeugt, dessen Größe durch den Ausdruck

$$\nu_1 = \frac{4\pi n_1 i_1}{r_m}$$

gegeben ist, wo r_m den magnetischen Widerstand des Feldes bedeutet.

Dieses Feld ist mit der primären Stromstärke phasengleich, weshalb sein Vektor mit dem Vektor der letzteren zusammenfällt. Dies sei in der Figur durch OA gegeben.

Für den sekundären Stromkreis gilt dasselbe. Wenn der Sekundärstrom i_2 die sekundäre Windungszahl n_2 ist, dann wird das durch die Ampèrewindungszahl $n_2 i_2$ erzeugte Feld

$$\nu_2 = \frac{4\pi n_2 i_2}{r_m}$$

sein. Da der Eisenkern gemeinsam ist, bleibt r_m in beiden Fällen derselbe.

Nehmen wir an, daß im sekundären Stromkreise keine Phasenverschiebung ist. Der Vektor der Stromstärke i_2 fällt also mit der sekundären elektromotorischen Kraft zusammen. Nachdem aber das sekundäre Feld mit der sekundären Stromstärke in Phase ist, wird auch dessen Vektor mit dem Vektor der elektromotorischen Kraft zusammenfallen. Unter solchen Umständen wird daher OB den Vektor des zweiten Komponentfeldes darstellen.

Konstruieren wir nun aus den Komponenten OA und OB die Resultante, dann ergibt sich OC als der Vektor jenes Feldes, das im Eisenkerne tatsächlich herrscht. Dieses ist konstant, solange die elektromotorische Kraft konstant ist, folglich kann die Veränderung der beiden Stromstärken keine Veränderung im Felde hervorrufen. Dies ist durch die Gegenwirkung der Ströme erklärlich. Beide Stromkreise haben ein gemeinsames Feld, die Veränderung des einen wirkt auf den anderen zurück, doch ist diese Wirkung bei verschiedenen Belastungen, also bei verschiedenen Stromstärken eine derartige, daß das resultierende Feld immer konstant bleibt. Bei wachsender Belastung wird φ_1 kleiner, nimmt z. B. den Wert φ'_1 an, die Komponentfelder sind dann OA_1 und OB_1, das resultierende Feld aber bleibt dasselbe als zuvor, nämlich OC.

Bei induktionsfreier Belastung ist der Zusammenhang zwischen den Komponentfeldern und dem resultierenden Felde durch ein rechtwinkeliges Dreieck gegeben, dessen eine Kathete das resultierende Feld, die andere Kathete aber das durch den Sekundärstrom erzeugte Feld ist. Die Diagonale des Dreieckes wird durch das Feld des Primärstromes gebildet.

Nachdem bei konstantem magnetischen Widerstande die magnetischen Felder und die entsprechenden erregenden Ampèrewindungen nur in einem konstanten Faktor sich unterscheiden, steht

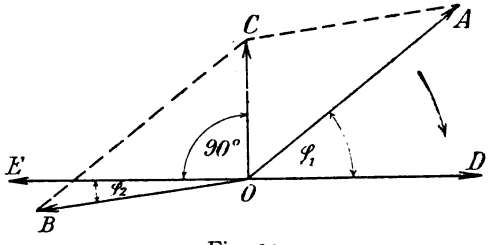


Fig. 34.

der soeben abgeleitete Zusammenhang auch für die Vektore der Ampèrewindungen. In diesem Falle ist die resultierende Ampèrewindung ein Produkt, das aus der primären Windungszahl und der Erregerkomponente des Primärstromes besteht. Dies deckt sich übrigens auch mit unseren Ausführungen bei Fig. 30, wo wir die primäre Stromstärke als eine resultierende Größe betrachteten und sie in zwei aufeinander senkrechte Komponente zerlegten. Eine derselben war die Wattkomponente, die in die Richtung der Spannung fiel, die andere dagegen die wattlose Komponente, deren Vektor mit dem Vektor des resultierenden Feldes gleichliegend war.

Ist der Sekundärstrom mit der Sekundärspannung, also auch mit der elektromotorischen Kraft nicht in Phase, dann ändern sich etwas die Verhältnisse. In Fig. 34 ist der Phasenverspätungswinkel des Sekundärstromes φ_2. Die primäre elektromotorische Kraft ist durch ihren Vektor OD dargestellt. OC ist wieder der Vektor des resultierenden Feldes, der auf den Vektor der sekundären elektromotorischen Kraft senkrecht steht. Die Komponentfelder fallen in die Richtungen OA und OB, das resultierende Feld kann durch eine Parallelogrammkonstruktion ermittelt werden.

Aus der Figur ist ersichtlich, daß nun der Zusammenhang zwischen den Feldern nicht mehr durch ein rechtwinkeliges Dreieck gegeben ist. Der bei O liegende Winkel ist größer als 90^0, weshalb auch der analytische Ausdruck komplizierter wird, als im ersten Falle. Während nämlich bei induktionsloser Belastung

$$OC = \sqrt{\overline{OA}^2 - \overline{OB}^2}$$

wird bei induktiver Belastung

$$OC = \sqrt{\overline{OA}^2 - \overline{OB}^2 + 2\,\overline{OA}\;\overline{OB}\cos(90^0 + \varphi_2)}.$$

Ist $\varphi_2 = o$, dann wird $\cos 90^0 = o$ und werden beide Ausdrücke identisch.

Bei gleicher elektromotorischer Kraft ist OC in beiden Fällen gleich, so daß bei zunehmendem φ_2 die Felder OA und OB ebenfalls sich verändern müssen, und zwar in der Weise, daß der letzte Ausdruck OC ergibt.

In allen Fällen nehmen die Stromstärken Phasenverschiebungen und Werte an, daß der resultierende Erregerstrom immer derselbe bleibt. Bei induktionsloser Belastung ist die Erreger-

komponente des Sekundärstromes Null, in diesem Falle erzeugt nur die Erregerkomponente des Primärstromes das resultierende magnetische Feld. Bei phasenverspätetem Sekundärstrome ist bereits eine sekundäre Erregerkomponente vorhanden. Diese ist der primären Erregerkomponente entgegengesetzt gerichtet, doch ist letzere größer als bei induktionsloser Belastung, so daß die Differenz wieder den früheren Erregerstrom ergibt. Bei phasenvoreilendem Strome ist auch der Primärstrom voreilend, wodurch wieder zwei entgegengesetzt gerichtete Erregerkomponenten zur Wirkung gelangen, die dann die erwähnte konstante Erregerstromstärke ergeben.

Sehen wir noch die Leerlaufsverhältnisse. In diesem Falle ist $i_2 = o$ und $n_2 i_2 = o$. Dies sagt soviel, daß OB in Fig. 33 zu einem Punkt in O zusammenschrumpft und daß OA mit OC zusammenfällt. Mit anderen Worten, wenn wir von der zur Deckung der Leerlaufverluste benötigten Komponente absehen, dient der ganze Primärstrom zur Erzeugung des magnetischen Feldes. Dieses ist in diesem speziellen Falle mit dem Primärfelde gleich.

Hieraus können wir auch auf die Veränderung des primären Phasenverschiebungswinkels folgern. Bei Leerlauf ist dieser Winkel maximal, nahezu 90^0, diesen Grenzwert kann er aber nie erreichen, denn dann dürfte der Transformator keine Leerlaufsverluste haben. Wächst nun die induktionslose Belastung, dann wird bei gleichbleibender Erregerkomponente der Wattstrom als zweite Komponente des Primärstromes immer größer, d. h. der Winkel φ_1 kleiner. Bei Vollbelastung ist φ_1 nahezu Null, doch kann er auch diesen Grenzwert nicht erreichen, denn das würde bedeuten, daß zur Erzeugung des magnetischen Feldes kein Erregerstrom nötig ist, oder daß überhaupt kein Feld entsteht.

Nachdem wir nun die Phasenverhältnisse der magnetischen Felder kennen, wollen wir diejenigen der auftretenden Spannungen untersuchen. Wir werden hierbei nur die Sekundärwicklung einer Betrachtung unterziehen, für die Primärwicklung stehen dieselben Verhältnisse, weshalb diese jetzt nicht besonders behandelt werden müssen, um so weniger, da in einem späteren Diagramme diese zur Besprechung gelangen. Wir wählten den Sekundärkreis, damit auch jener Fall untersucht werden kann, bei welchem die Stromstärke mit der Klemmenspannung in Phase ist, welcher Fall im Primärkreise nie eintreten kann.

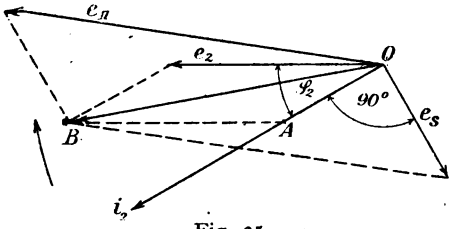


Fig. 35.

In Fig. 35 ist Oe_2 der Vektor der sekundären Klemmspannung. Die Stromstärke sei um den Winkel φ_2 phasenverspätet, ihr Vektor wird demnach durch Oi_2 gegeben. Dieser Strom verursacht in der Sekundärwicklung einen Ohmschen Spannungsverlust, dessen Größe durch $i_2 r_2$ gegeben ist, wenn r_2 den Ohmschen Widerstand dieser Bewicklung bedeutet. Dieser Spannungsverlust ist eine periodische Größe, die mit der Stromstärke in Phase ist, weshalb ihr Vektor mit dem Vektor der letzteren zusammenfällt. Sei dieser Vektor OA.

$i_2 r_2$ und e_2 ergeben als Resultante die Spannung OB, die aber noch nicht die elektromotorische Kraft ist, die in der Wicklung induziert wird. Es

ist nämlich eine Streuung vorhanden, die wie eine Selbstinduktion sich verhält und demzufolge eine elektromotorische Kraft induziert, die zur Stromstärke in der Phase um eine Viertelperiode nacheilt. Bezeichnen wir diese Spannung mit e_s, dann muß nach obigem ihr Vektor auf dem Vektor der Stromstärke senkrecht stehen und dem letzteren nacheilen. Nun ist leicht einzusehen, daß die in der Sekundärwicklung induzierte elektromotorische Kraft e_{II} als die Resultante der Komponentspannungen OB und e_s sich ergibt. Die sekundäre elektromotorische Kraft besteht demnach aus drei Komponenten, und zwar aus der sekundären Klemmspannung, aus dem Ohmschen Spannungsabfall in der Sekundärbewicklung und aus der durch Streuung entstehenden gegenelektromotorischen Kraft.

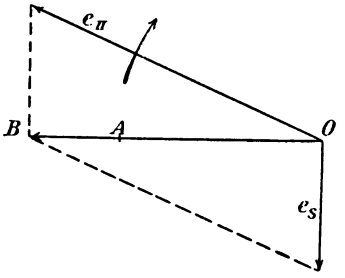


Fig. 36.

Die Spannungskomponenten $i_2 r_2$ und e_s sind bei ausgeführten Transformatoren kleiner als im Diagramm dargestellt, diese wurden groß gewählt, nur um die Zusammensetzung der Spannungsgrößen deutlicher und übersichtlicher darstellen zu können.

Sind Stromstärke und Klemmspannung in Phase, dann ist das Vektordiagramm einfacher (Fig. 36). In diesem Falle sind e_2 und $i_2 r_2$ gleichphasig und bedeuten in der Figur $OA = e_2$ und $AB = i_2 r_2$. Die aus der Streuung sich ergebende gegenelektromotorische Kraft e_s ist nun senkrecht auf OA und die resultierende elektromotorische Kraft e_{II} ergibt sich wieder als die Resultante von OB und e_s.

In Fig. 37 sind die Phasenverhältnisse für voreilenden Strom dargestellt. Die Klemmenspannung e_2 bleibt hinter der Stromstärke i_2 in der Phase um den Winkel φ_2 zurück. Der Ohmsche Spannungsabfall ist OA, dieser und e_2 ergeben die Spannung OB, die mit e_s zusammengesetzt, die gesuchte elektromotorische Kraft e_{II} ergibt.

Nach alledem können wir das Transformatordiagramm konstruieren, das uns über alle beim Transformator vorkommenden Phasenverhältnisse aufklärt.

Wir nehmen zunächst an, daß der Transformator keine Streuung besitzt und daß die Belastung eine induktionslose ist. Durch diese Beschränkungen wird das Diagramm sehr einfach. Die sekundäre Klemmenspannung e_2 ist in diesem Falle mit der Stromstärke i_2 und der sekundären elektromotorischen Kraft e_{II} in Phase. Die letztere ist nur um den Ohmschen Spannungsabfall größer als e_2 und kann ermittelt werden, wenn man die algebraische Summe der beiden bildet:

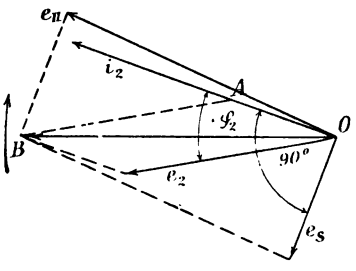


Fig. 37.

$$e_{II} = e_2 + i_2 r_2.$$

Nach unseren bisherigen Ausführungen folgt, daß auch der Vektor des sekundären magnetischen Feldes mit e_2 zusammenfallen muß, sei dies durch OB gegeben (Fig. 38).

Das resultierende Feld, das in Wirklichkeit besteht und das die sekundäre elektromotorische Kraft erzeugt, eilt der letzteren in der Phase um eine Viertelperiode vor und ist durch den Vektor OC dargestellt. Somit sind zwei Seiten des Vektor-

diagrammes in Fig. 33 bekannt, die dritte Seite ergibt demnach das Feld des primären Stromes OA. Da aber die Stromstärke und das durch ihr erzeugte Magnetfeld in Phase sind, folgt, daß der Vektor der primären Stromstärke nur in die Richtung OA fallen kann. Der Primärstrom verursacht in der primären Wicklung einen Ohmschen Spannungsverlust, der auch in dieselbe Richtung fallen muß, als i_1.

Somit haben wir den Vektor $OD = i_1 r_1$, die eine Komponente der primären Klemmenspannung bildet. Die zweite Komponente ergibt sich aus der elektromotorischen Kraft in der Primärwicklung e_I

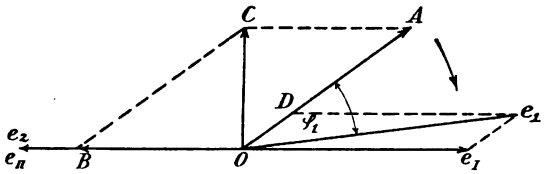


Fig. 38.

die mit e_{II} einen Phasenwinkel von 180° bildet, also der letzteren gerade entgegengesetzt ist. OD und e_I ergeben nun als resultierende die Spannung e_1 als die primäre Klemmenspannung des Transformators.

Aus dem Diagramm ist ersichtlich, daß zwischen der Stromstärke und der Klemmenspannung im Primärkreise eine veränderliche Phasenverschiebung φ_1 ist, die nie Null werden kann. Bei Leerlauf ist dieser Winkel maximal, da dann die Arbeitskomponente des Stromes der Erregerkomponente gegenüber klein ist, bei Belastung nimmt die erste Komponente immer mehr zu, weshalb φ_1 kleiner wird, doch Null nie erreicht, da die zweite Komponente konstant bleibt.

Die primäre Stromstärke ist dem resultierenden Felde gegenüber phasenvoreilend, die sekundäre dagegen nacheilend. Da der Ohmsche Widerstand beider Bewicklungen klein ist, hat der Ohmsche Spannungsverlust keinen großen Einfluß auf die resultierende Spannung, so daß diese und die elektromotorischen Kräfte nahezu gleich groß sind.

Die primäre und die sekundäre Klemmenspannung haben einen Phasenunterschied von nahe-

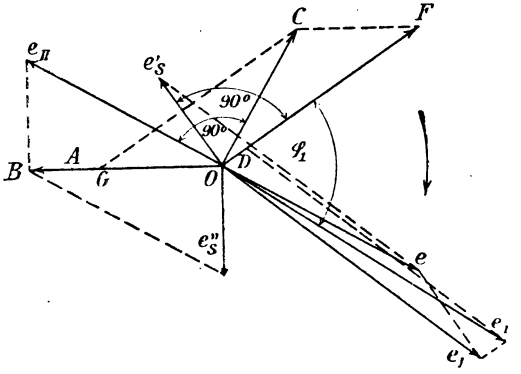


Fig. 39.

zu 180° oder einer halben Periode. Ähnlich sind die Phasenverhältnisee zwischen der primären und der sekundären Stromstärke.

Ein jeder Transformator besitzt aber primäre und sekundäre Streuung. Die Streuung verhält sich als eine Selbstinduktion, sie erzeugt daher eine gegenelektromotorische Kraft, die in der Phase hinter der Stromstärke um eine Viertelperiode zurückbleibt. Sie verursacht zugleich, daß die elektromotorische Kraft und die Klemmenspannung gegeneinander phasenverschoben werden.

Untersuchen wir die Phasenverhältnisse eines Transformators, bei dem die sekundäre Stromstärke und die Klemmenspannung in Phase sind, doch eine gegebene Streuung vorhanden ist.

Sei in Fig. 39 OA der Vektor der sekundären Klemmenspannung e_2. Der Vektor der Stromstärke fällt nach unserer Annahme auch in diese Richtung. Wäre keine Streuung vorhanden, dann würde auch die sekundäre elektromotorische Kraft mit diesen Größen phasengleich sein, wie bei Fig. 38.

Die durch die Streuung erzeugte elektromotorische Kraft e_s'' ist gegen die Stromstärke um eine Viertelperiode phasenverspätet, ihr Vektor muß daher vom Punkt O im Spannungsmaßstabe nach unten gezeichnet werden. Sie ist eine Komponente der sekundären elektromotorischen Kraft. Die zweite Komponente ist die sekundäre Klemmenspannung, endlich die dritte der Ohmsche Spannungsverlust in der Sekundärwicklung. Dieser ist, wie wir bereits sahen, mit der Stromstärke i_2 phasengleich, so daß e_2 und $i_2 r_2 = AB$ algebraisch summiert werden können. Bildet man das Dreieck OBe_s'', dann ist Be_s'' die Resultante der Spannungen $OA + AB$ und e_s''. Aus O mit dieser Diagonale eine Parallele gezogen, erhalten wir e_{II} als den Vektor der sekundären elektromotorischen Kraft.

Somit wären die Strom- und Spannungsverhältnisse im sekundären Stromkreise bestimmt und wir können nunmehr auf den primären Stromkreis übergehen.

Zwischen beiden Stromkreisen bildet das magnetische Feld das Verbindungsglied, wir werden auch im Diagramm das Magnetfeld zum Übergange aus dem einen Stromkreis ins andere benutzen. Wir wissen, daß das Feld des Sekundärstromes mit der Stromstärke phasengleich ist und daß zwischen dem resultierenden, dem primären und sekundären Feld bestimmte Zusammenhänge bestehen. Kennt man

zwei dieser Felder, dann ist auch das dritte in bezug auf Größe und Phase bestimmt. Ein Feld kann durch einen Vektor dargestellt werden, der mit dem Vektor der sekundären Stromstärke zusammmenfällt. Dies ist das sekundäre Feld, das im Diagramm durch OG dargestellt ist.

Das zweite Feld, das wir nun zur weiteren Konstruktion des Vektordiagrammes benutzen wollen, ist das resultierende Feld, das im Eisenkern tatsächlich auftritt. Dieses Feld erzeugt in der Sekundärwicklung die elektromotorische Kraft e_{II}, auch wissen wir, daß die letztere in der Phase hinter dem Felde um eine Viertelperiode verspätet ist. Der Vektor des resultierenden Feldes ergibt sich daher, wenn man aus O einen Strahl zieht, der auf e_{II} senkrecht steht und hinauf gerichtet ist. So erhalten wir dann OC.

Die Resultierende von OG und OC ist der Vektor des Feldes, das durch die primäre Stromstärke erzeugt wird. Dieser Vektor OF eilt OC in der Phase vor und bezeichnet auch die Lage des Vektors der primären Stromstärke. Nun können wir aber die primären Spannungsverhältnisse auch darstellen, da zwei Spannungskomponenten: die durch die primäre Streuung entstehende elektromotorische Kraft und der Ohmsche Spannungsverlust, bezüglich ihrer Phasen bekannt sind.

Die der Streuung entsprechende elektromotorische Kraft sei e_s'. Diese bleibt in der Phase hinter der Stromstärke um eine Viertelperiode zurück, man muß daher, um die Lage ihres Vektors ermitteln zu können, eine auf OF senkrechte Gerade ziehen, die nach oben gerichtet ist.

Der Ohmsche Spannungsabfall ist mit der Stromstärke in Phase, ihr Vektor liegt daher in OF und ist mit OD bezeichnet.

Das magnetische Feld erzeugt die sekundäre elektromotorische Kraft e_{II}. Diese muß im Primär-

kreise kompensiert werden, d. h. man muß den Vektor e_{II} über O verlängern und auf die Verlängerung e_{II} in entsprechendem Maßstabe auftragen. Dies getan, ergibt sich die Spannung Oe.

Diese drei Spannungen sind die Komponenten der primären Klemmenspannung. Die primäre elektromotorische Kraft ergibt sich als die resultierende von e_s' und Oe, sie ist mit e_I bezeichnet. Aus e_I und dem primären Ohmschen Spannungs-

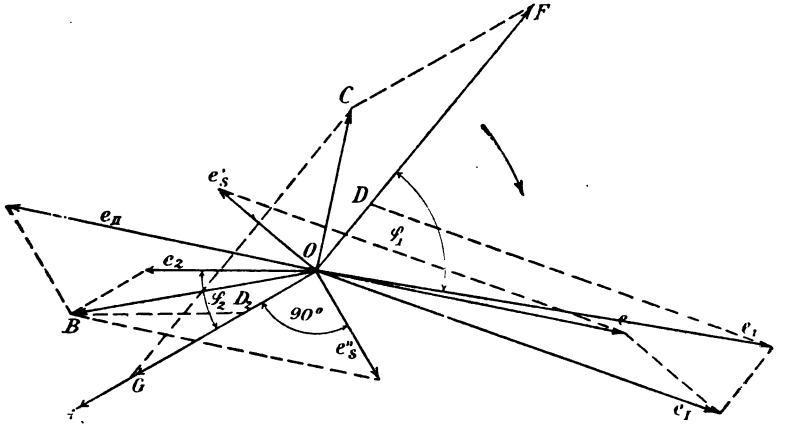


Fig. 40.

verlust $i_1 r_1 = OD$ bekommt man als Resultierende die primäre Klemmenspannung e_1.

Aus dem Diagramm ist ersichtlich, daß die sekundäre elektromotorische Kraft größer als die sekundäre Klemmenspannung und die primäre elektromotorische Kraft kleiner als die primäre Klemmenspannung ist. Die primäre Stromstärke bleibt hinter der primären Klemmenspannung in der Phase um den Winkel φ_1 zurück.

Wir wollen noch jenen Fall untersuchen, bei welchem ein Transformator Streuung besitzt und

die Belastung eine induktive ist, wo also die sekundäre Stromstärke und Klemmenspannung miteinander nicht in Phase sind.

Der Phasenverspätungswinkel des sekundären Stromes sei φ_2 (Fig. 40). e_2 und i_2 sind die Vektoren der sekundären Klemmenspannung, beziehungsweise Stromstärke. Der sekundäre Ohmsche Spannungsverlust ist mit i_2 in Phase, ihr Vektor sei OD_2. e_2 und OD_2 ergeben die Spannung OB, die aber noch nicht die sekundäre elektromotorische Kraft ist. Um diese erhalten zu können, muß man noch die elektromotorische Kraft in Betracht ziehen, die durch die sekundäre Streuung entsteht. Der Vektor derselben ist e_s'', dieser steht auf den Vektor der sekundären Stromstärke senkrecht und ist um 90° phasenverspätet. OB und e_s'' ergeben nun e_{II} als den Vektor der sekundären induzierten elektromotorischen Kraft.

Das Feld im Eisenkerne ist die Resultante des primären und sekundären Feldes. Letzteres ist bezüglich Phase und Größe bekannt, denn sein Vektor fällt mit dem Vektor i_2 zusammen. Auch ist die Lage des Vektors des resultierenden Feldes OC bekannt, da derselbe senkrecht auf e_{II} steht. Bedeutet OG den Vektor des Feldes des sekundären Stromes, dann ergibt sich der Vektor des Primärfeldes OF als die Resultante von OG und OC.

Die primäre Stromstärke und der primäre Ohmsche Spannungsverlust fallen in dieselbe Richtung. Sei der Vektor des letzteren durch OD gegeben. Die elektromotorische Kraft, die das primäre Streufeld erzeugt, ist durch den Vektor Oe_s' und die kompensierende Spannung der durch das Feld Oc erzeugten elektromotorischen Kraft, durch Oe dargestellt. Oe und Oe_s' ergeben die primäre elektromotorische Kraft e_I, welche mit dem primären Ohmschen Spannungsabfall die primäre Klemmen-

spannung als Resultierende erzeugt. Der Phasenwinkel zwischen primärer Klemmenspannung und Stromstärke ist durch φ_1 gegeben.

Alle Diagramme, die wir nun beschrieben, sind übertrieben gezeichnet, nur um die Phasenverhältnisse übersichtlicher behandeln zu können. In Wirklichkeit sind keine großen Phasenunterschiede zwischen einzelnen Vektorgrößen vorhanden, da der Ohmsche Widerstand und demzufolge auch der Ohmsche Spannungsverlust, sowie anderseits die Streuung klein sind. Auch darf bei Konstruktion des Diagrammes nicht vergessen werden, daß alle Größen auf eine Grundlage bezogen werden müssen, daß man also z. B. alle primären Werte auf den sekundären Stromkreis beziehen muß oder umgekehrt. Man muß zu diesem Zwecke die primären Spannungswerte mit dem Umsetzungsverhältnis dividieren oder wenn man alle Größen auf den Primärkreis bezieht, alle sekundären Werte dementsprechend umwandeln. In diesem Falle wird, wenn der Transformator hinuntertransformiert, die Spannung mit dem Umsetzungsverhältnis multipliziert, die Stromstärke des sekundären Kreises dagegen mit dieser Zahl dividiert.

Wir haben in obigem das Transformatordiagramm für den allgemeinsten Fall konstruiert. In folgendem werden wir zwei andere Fälle untersuchen, bei welchen der Sekundärkreis geöffnet, beziehungsweise der sekundäre Stromkreis kurzgeschlossen ist.

Bei offenem Sekundärkreise, also bei Leerlauf ist $i_2 = o$ und die sekundäre Klemmenspannung mit der elektromotorischen Kraft gleich. Im Vektordiagramm fallen also e_2 und e_{II} zusammen (Fig. 41).

Der Vektor des magnetischen Feldes eilt der elektromotorischen Kraft um eine Viertelperiode vor, weshalb $O\,C$ senkrecht auf e_{II} steht. Nachdem $i_2 = o$ wird das sekundäre Feld auch Null sein, so

daß das resultierende und primäre Feld mit ihren Vektoren zusammenfallen. Die sekundäre Streuung ist Null, da keine Stromstärke vorhanden ist, weshalb der sekundäre Teil des Diagrammes nur aus dem sekundären Spannungsvektor besteht. Die primäre Streuung verursacht eine elektromotorische Kraft von der Größe $O e_s'$, die Lage des Vektors dieser Spannung ist gegen die primäre Stromstärke um eine Viertelperiode phasenverspätet, sie fällt demnach mit e_{II} zusammen. Die primäre Klemmenspannung e_1 ergibt sich als die Resultante von e_I und des primären Ohmschen Spannungsverlustes. Der letztere ist durch die Leerlaufsstrom-

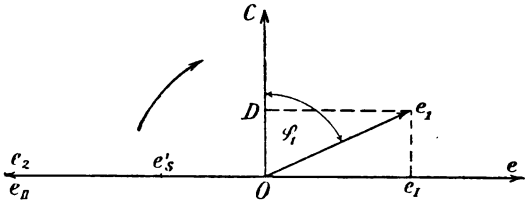


Fig. 41.

stärke und dem Ohmschen Widerstande bestimmt. Die primäre elektromotorische Kraft e_I ist die Resultierende von e_s' und e, wobei letztere die elektromotorische Kraft ist, die das magnetische Feld $O C$ erzeugt. e ist daher mit e_{II} gleich, jedoch in der Phase um 180^0 verschoben. Aus dem Diagramm ist ersichtlich, daß e_I als die algebraische Differenz von e_s' und e sich ergibt, da diese Komponentspannungen einander gerade entgegengesetzt gerichtet sind. Die primäre Klemmenspannung kann nun bestimmt werden, wenn man die Resultierende von $O D = i_1 r_1$ und e_I konstruiert. Diese Spannung eilt der Stromstärke in der Phase um den Winkel φ_1 vor.

In Fig. 42 sind jene Phasenverhältnisse dargestellt, die im Transformator auftreten, wenn man den sekundären Stromkreis kurzschließt und die primäre Klemmenspannung so wählt, daß die sekundäre Stromstärke den normalen maximalen Wert erreicht.

In diesem Falle ist natürlich die primäre Klemmenspannung sehr klein, die sekundäre Klemmenspannung dagegen Null. Sekundäre elektromotorische Kraft ist vorhanden, doch ist diese

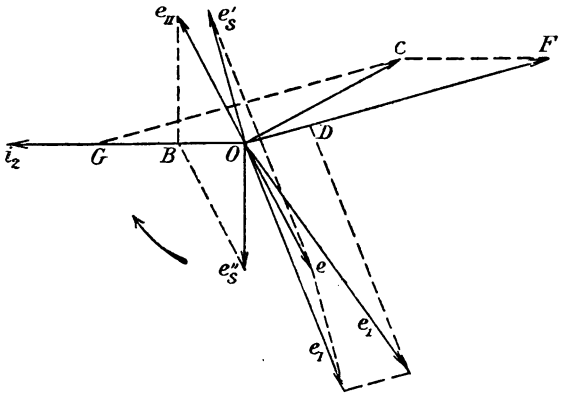


Fig. 42.

nur so groß, daß sie nur den sekundären Ohmschen Spannungsverlust und die durch die sekundäre Streuung erzeugte elektromotorische Kraft deckt. Der sekundäre Ohmsche Spannungsabfall fällt in die Richtung des Vektors i_2, sein Vektor ist durch OB gegeben.

Die zweite Komponente ist die der Streuung entsprechende elektromotorische Kraft e_s'', deren Vektor auf i_2 senkrecht steht und in der Phase um eine Viertelperiode zurückbleibt. Aus OB und e_s'' ergibt sich der Vektor e_{II} sowie auch dessen Lage

Das sekundäre Feld ist mit i_2 in Phase und ist durch OG gegeben. Das resultierende Feld OC erzeugt die elektromotorische Kraft e_{II}, der Vektor desselben steht auf e_{II} senkrecht und eilt in der Phase vor. Nun kann aber auch OF aus OG und OC bestimmt werden und in dieser Weise haben wir den Vektor der primären Stromstärke i_1, die mit OF phasengleich ist.

Die weitere Konstruktion ist bereits bekannt. Man bestimmt den Vektor der durch die primäre Streuung erzeugten elektromotorischen Kraft e_s' und konstruiert mit Hilfe der Spannung e, die gleich groß und entgegengesetzt gerichtet mit e_{II} ist, die primäre elektromotorische Kraft e_I. Trägt man noch im geeigneten Maßstabe den primären Ohmschen Spannungsverlust auf OF, dann erhält man OD, wodurch aber auch die primäre Klemmenspannung e_1 bestimmt ist, da diese die Resultierende von OD und e_I ist.

In der Wirklichkeit sind die Ohmschen Spannungsverluste in den beiden Wicklungen im Verhältnis zur elektromotorischen Kraft der Selbstinduktion gering, so daß die primäre elektromotorische Kraft nahezu gleich mit der algebraischen Summe der elektromotorischen Kräfte der Selbstinduktionen oder mit der primären Klemmenspannung ist. Nehmen wir an, daß beide Wicklungen im Betriebe gleich belastet sind, d. h. daß die Stromwärmen gleich sind, dann sind die Ohmschen Spannungsverluste gleich, und vernachlässigt man diese, dann fällt e_{II} mit e_s' und e_I mit e_1 zusammen.

Bei richtiger Konstruktion sind beide Wicklungen gleichliegend, so daß die Streuung in beiden gleich große Selbstinduktionen verursacht. In diesem Falle ist $e_s' = e$ und $e_I = 2\,e$.

Diese Gleichung kann dazu benutzt werden, um mit ihr die Größe der Selbstinduktion des

Transformators zu bestimmen. Zu diesem Zwecke schließt man die sekundäre Wicklung kurz, mißt die sekundäre Stromstärke und reguliert die primäre Klemmenspannung in der Weise, daß die sekundäre Stromstärke nur ihren normalen Maximalwert erreicht. Die Hälfte der so gemessenen Klemmenspannung ergibt die durch die primäre Streuung verursachte elektromotorische Kraft der Selbstinduktion.

Die Schaltungsweise nach Kapp ist aus Fig. 43 ersichtlich. *W* ist die Wechselstromquelle, die den Strom für den Transformator liefert. Der Trans-

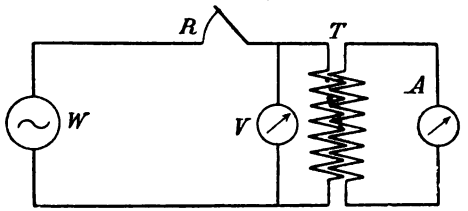


Fig. 43.

formator *T* ist im Sekundärkreise durch das Amperemeter *A*, das den Kurzschlußstrom i_2 anzeigt, kurzgeschlossen. Würde man den Transformator unter der normalen primären Klemmenspannung an die Stromquelle schalten, dann würde er infolge der auftretenden großen Stromstärken verbrennen. Man verwendet deshalb den regulierbaren Widerstand *R* als Vorschaltwiderstand, vernichtet damit die überschüssige Spannung und erreicht hierdurch, daß im Transformator nur die den normalen Betriebsverhältnissen entsprechenden Stromstärken auftreten. Das Voltmeter *V* dient zur Messung der Spannung an den primären Klemmen des Transformators.

Bestimmung des sekundären Spannungsabfalles bei verschiedenen Belastungen.

Betrachten wir unsere bisherigen Diagramme, so ersehen wir, daß die Spannungsverluste im primären und sekundären Stromkreise aus dem Ohmschen Spannungsabfall und der elektromotorischen Kraft der Selbstinduktionen sich ergeben. Beide Faktoren sind um so größer, je größer die Stromstärke, d. h. je größer die Belastung. Der Ohmsche Spannungsverlust $\triangle$ ist durch das Produkt der Stromstärke und des Ohmschen Widerstandes gegeben, d. h.

$$i_1 r_1 = \triangle_1$$

beziehungsweise

$$i_2 r_2 = \triangle_2$$

für den primären und sekundären Stromkreis.

Bei gut konstruiertem Transformator ist die Drahtwärme in der primären und sekundären Wicklung dieselbe, weshalb auch die Ohmschen Spannungsverluste nahezu gleich groß sind, was auch aus folgendem hervorgeht.

Die primäre Stromstärke sei i_1, der Ohmsche Widerstand r_1, für den Sekundärkreis seien diese Werte i_2 und r_2. Die Drahtwärmen sind gleich daher:

$$i_1^2 r_1 = i_2^2 r_2$$

oder

$$i_1 . i_1 r_1 = i_2 . i_2 r_2 .$$

In diese Gleichung unsere obigen Bezeichnungen eingeführt, wird

$$i_1 \triangle_1 = i_2 \triangle_2$$

Ist das Transformations- oder Umsetzungsverhältnis v, dann wird

$$i_2 = v i_1$$

wenn der Transformator die Spannung hinunter transformiert.

Diese Beziehung in die letzte Gleichung eingesetzt, wird:

$$i_1 \triangle_1 = \nu\, i_1 \triangle_2$$

oder

$$\triangle_1 = \nu \triangle_2.$$

Dies besagt, daß der primäre Ohmsche Spannungsabfall gleich mit dem Produkte des sekundären Spannungsabfalles und des Umsetzungsverhältnisses ist. Wird $\nu = 1$, dann ist

$$\triangle_1 = \triangle_2$$

d. h. in diesem speziellen Falle sind die Ohmschen Spannungsabfälle numerisch gleich.

Ist das Umsetzungsverhältnis größer als Eins, dann sind zwar $\triangle_1$ und $\triangle_2$ numerisch verschieden, doch sind darum die auf die Klemmenspannungen bezogenen prozentuellen Ohmschen Spannungsverluste gleich. Dies bedeutet soviel, daß, wenn man den primären Ohmschen Spannungsverlust mit dem Umsetzungsverhältnis dividiert, denselben Spannungswert erhält, als für den sekundären Ohmschen Spannungsabfall.

Für den induktiven Spannungsverlust erhält man dieselben Ergebnisse, wenn man annimmt, daß der Selbstinduktionskoeffizient der Wicklungen konstant bleibt. Dies ist nahezu der Fall, nimmt man daher diesen Koeffizienten als konstant an, entsprechen die Verhältnisse nicht genau den Tatsachen, doch ist der Fehler so gering, daß er vernachlässigt werden kann.

Um nun den Spannungsverlust bei verschiedenen Belastungen bestimmen zu können, nehmen wir zunächst an, daß die Belastung induktionslos ist, daß also Stromstärke und Spannung im sekundären Stromkreise in Phase sind. In Fig. 44 bedeute die

Senkrechte $OF = e_2$ den Vektor der sekundären Klemmenspannung. Nach dem Vorhergehenden wird der Vektor der sekundären Stromstärke auch in diese Richtung fallen. Der sekundäre Ohmsche Spannungsverlust ist mit der sekundären Stromstärke in Phase, folglich muß ihr Vektor in dieselbe Richtung fallen, als derjenige von e_2. $FD = i_2 r_2$ wird demnach den sekundären Ohmschen Spannungsabfall darstellen.

Die elektromotorische Kraft der Selbstinduktion ist gegen die Stromstärke in der Phase um eine Viertelperiode verspätet, soll daher die sekundäre elektromotorische Kraft diesen Spannungsverlust kompensieren, dann muß sie eine Komponente haben, die dem genannten Spannungsverlust entgegengesetzt gerichtet und mit ihr gleich groß ist. Diese Spannungskomponente wird daher durch CD gegeben, die auf $i_2 r_2$ senkrecht steht. CF ist eine Resultierende, sie stellt den Vektor jener Spannung dar, die zur Deckung der gesamten auftretenden Spannungsverluste benötigt wird.

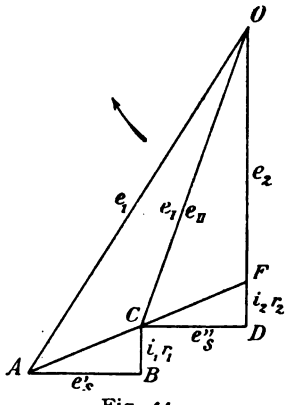


Fig. 44.

Die sekundäre elektromotorische Kraft ist um die auftretenden Spannungsverluste größer, als die Klemmenspannung, ihr Vektor ergibt sich daher als die Resultierende von e_2 und CF, d. h. OC ist der Vektor der sekundären elektromotorischen Kraft e_{II}.

Ist das Umsetzungsverhältnis des Transformators Eins, dann ist OC zugleich der Vektor der primären elektromotorischen Kraft. Dies steht auch

für größere Umsetzungsverhältnisse, da in diesen Fällen die primäre elektromotorische Kraft erst mit dem Umsetzungsverhältnis dividiert werden muß, bevor sie als Vektorgröße in das Diagramm eingezeichnet werden kann. Ist diese Reduktion erfolgt, dann wird auch in diesen Fällen $e_I = e_{II}$ sein.

Nun können wir auf die Phasenverhältnisse der Spannungen des primären Stromkreises übergehen. Hier müssen wir aber annehmen, daß der Vektor der primären Stromstärke in der Phase dem Vektor der sekundären Stromstärke um eine halbe Periode, d. h. um 180° voreilt. Tatsächlich ist dies nicht der Fall, aber diese Annahme ist doch zulässig, weil wie wir beim Betriebe sahen, infolge des kleinen Erregerstromes der primäre Strom nahezu gleich ist mit der Wattkomponente, welche mit der primären Spannung in Phase ist. Primäre und sekundäre Klemmspannungen haben aber eine Phasendifferenz von nahezu 180°, so daß diese Phasenverschiebung auch auf die Stromstärken bezogen werden kann.

Unter dieser Annahme ist der Vektor des primären Ohmschen Spannungsverlustes $B\,C = i_1\,r_1$ parallel mit dem sekundären Ohmschen Spannungsverluste. Aus derselben Ursache wird der Vektor der Spannung der primären Selbstinduktion e'_s parallel mit e''_s und senkrecht auf $i_2\,r_2$ sein. $A\,C$ ist daher jene Spannung, die zur Deckung der auftretenden primären Spannungsverluste dient.

Nun ist aber auch die primäre Klemmspannung durch ihren Vektor bestimmt. Man bildet die Resultierende von $O\,C$ und $A\,C$ und erhält dadurch $A\,O = e_1$ die primäre Klemmenspannung.

Die Vektorgrößen sind in diesem Diagramme übertrieben gezeichnet, wodurch auch die Phasenwinkel zwischen den Spannungen e_1, e_I, e_{II} und e_2 sich groß ergeben. Durch diese Darstellung sollen

nur die Spannungs- und Phasenverhältnisse übersichtlicher erscheinen, in Wirklichkeit sind die Spannungsverluste und Phasendifferenzen viel kleiner.

Der Spannungsabfall ergibt sich aus der Differenz $e_1 - e_2$ für diese Belastung.

Bei anderen Belastungen sind sowohl die Ohmschen als auch die induktiven Spannungsverluste andere, bezieht sich das Diagramm in Fig. 44 auf Vollbelastung, dann bekommen wir die Spannungsabfälle für andere Belastungen in der Weise, daß man das Dreieck AFG (Fig. 45) bildet und die Summe der Ohmschen Spannungsverluste von G aus gegen F aufträgt. Bei Dreiviertelbelastung ist der gesamte Ohmsche Spannungsverlust GF_1, wo FF_1 der vierte Teil der Seite FG ist. Zieht man aus F_1 eine Gerade parallel zu AF, erhält man den Punkt A_1, und A_1F_1 stellt jene Spannung dar, die zur Deckung der gesamten Spannungsverluste bei Dreiviertelbelastung nötig ist. Da nun OF_1 die sekundäre Klemmenspannung bedeutet, wird OA_1 der Vektor der primären Klemmenspannung sein.

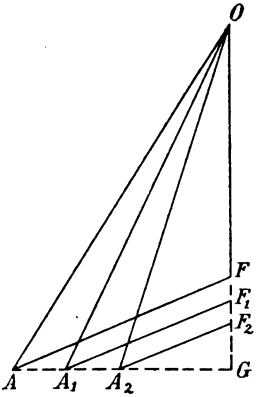


Fig. 45.

Da die induktiven Spannungsverluste auch mit den Stromstärken proportional sind, wird A_1G die Summe des primären und sekundären induktiven Spannungsverlustes darstellen.

A_2F_2G ist das Dreieck der Spannungsverluste für halbe Belastung. OF_2 ist die sekundäre, OA_2 die primäre Klemmenspannung.

Aus diesen Konstruktionen ist ersichtlich, daß der sekundäre Spannungsabfall mit der Belastung

abnimmt und daß bei Leerlauf primäre und sekundäre Klemmenspannungen einander gleich sind. Dies ist bei einem Transformator mit dem Umschaltungsverhältnis 1:1 ohne jede Bedingung der Fall, bei größeren Umsetzungsverhältnissen ist zuvor die primäre Klemmenspannung mit dem Umsetzungsverhältnis zu dividieren, um beide Klemmenspannungen numerisch gleich zu erhalten.

Bei Leerlauf sind die primäre, sekundäre Klemmspannung, sowie beide elektromotorischen Kräfte miteinander gleich. Tatsächlich ist dies nicht der Fall, denn strenge genommen besitzt der Transformator auch bei Leerlauf primären, Ohmschen und induktiven Spannungsverlust, doch sind diese Verluste so gering, daß sie ohne weiteres vernachlässigt werden können.

Unter dieser Annahme schrumpft das Dreieck AFG zu einem Punkt in G zusammen und die Gleichheit obiger Spannungen ergibt sich aus dem Spannungsdiagramm.

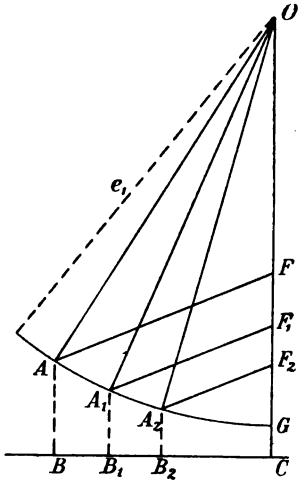


Fig. 46.

Das eben beschriebene Diagramm entspricht aber nicht den tatsächlichen Betriebsverhältnissen des Transformators, da gewöhnlich die primäre Klemmenspannung konstant gehalten wird und bei dem Diagramme diese Größe veränderlich war. Aus diesem Diagramm läßt sich aber ein anderes Diagramm konstruieren, bei welchem der Bedingung, daß die primäre Klemmspannung konstant ist, Genüge getan wird.

Diese Konstruktion rührt von Kapp her und ist in Fig. 46 dargestellt. Sie beruht auf folgender Grundlage: Die Länge AF hängt von der Belastung ab, d. h. sie ist mit der Belastung proportional. Bei konstanter Spannung und Phasenverschiebung wächst die Stromstärke mit der Belastung, so daß wir auch sagen können, die Strecke AF ist mit der Stromstärke proportional. Trägt man daher die Belastungsstromstärken auf die Gerade BC, die auf OC senkrecht steht, dann bekommt man durch Projektionen der den verschiedenen Belastungen entsprechenden Stromstärken auf einen Kreis, dessen Halbmesser die konstant gehaltene, primäre Klemmspannung ist, die Punkte A, A_1, A_2..., von welchen mit AF parallel gezogene Linien A_1F_1, A_2F_2... jene Spannungswerte ergeben, die zur Deckung der Ohmschen und induktiven Spannungsverluste bei den verschiedenen Belastungen nötig sind. OF OF_1, OF_2... ergeben dann die sekundären Klemmspannungen bei verschiedenen Belastungen.

Um dieses Diagramm konstruieren zu können, muß man nur die Lage der Linie AF bestimmen. Man mißt bei maximaler Belastung die Ohmschen Spannungsverluste und bestimmt die elektromotorische Kraft der primären und sekundären Selbstinduktion. Aus diesen Werten ist dann das Spannungsdreieck AFG (Fig 45) zu konstruieren. Nun zieht man die Senkrechte OC, die die Lage des Vektors der sekundären Klemmspannung gibt und zieht aus Punkt O mit dem Halbmesser e_1 einen Kreis. Der maximalen Belastung entspricht der Punkt B, projiziert man diesen auf den Kreis, dann erhält man Punkt A, aus welchem auch F bestimmt werden kann, wenn man mit dem bekannten AF die Linie OC schneidet.

Bei Dreiviertelbelastung ist die Stromstärke um ein Viertelteil kleiner als bei maximaler Belastung, man teilt daher CB auf vier Teile und

bestimmt aus dem Punkte B_1, der der Dreiviertelbelastung entspricht, den Punkt A_1. Aus A_1 mit AF eine Parallele gezogen ergibt sich F_1, der die Größe der sekundären Klemmspannung bei dieser Belastung bestimmt. OF_1 ist daher e_2 und die Spannungszunahme zwischen diesen beiden Belastungen ist FF_1. Für eine andere Belastung ergibt sich der Punkt B_2, aus welchem die Punkte A_2 und F_2 in derselben Weise sich ergeben, wie zuvor.

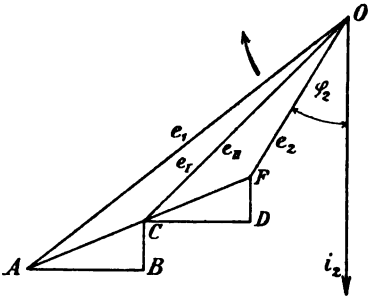


Fig. 47.

Ist der sekundäre Kreis offen, dann wird $i_2 = o$, A fällt mit G zusammen und $e_1 = e_2$ oder bei dem Umsetzungsverhältnis v

$$e_1 = v\, e_2.$$

Bei phasenverspätetem Strome lassen sich die verschiedenen Spannungen in derselben Weise konstruieren. Nehmen wir an, daß die Phasenverschiebung zwischen Stromstärke und Spannung durch φ_2 gegeben ist. In Fig. 47 ist i_2 der Vektor der Stromstärke, $OF = e_2$ jener der sekundären Klemmenspannung. CFD und ABC sind die beiden Dreiecke, die aus den primären und sekundären, Ohmschen und induktiven Spannungsver-

lusten konstruiert worden sind, wodurch man die Vektoren e_{II}, e_I und e_1 in bekannter Weise erhält. AF ist die Spannung, die zur Deckung der gesamten auftretenden Spannungsverluste nötig ist, der sekundäre Spannungsverlust ergibt sich also aus dem Dreieck AOF, wenn man die Differenz $AO - OF$ bildet, vorausgesetzt, daß die primären Spannungswerte sämtlich auf die sekundäre Windungszahl reduziert sind.

Ist im Belastungskreise vorwiegend Kapazität vorhanden, dann ist die Stromstärke zur Spannung

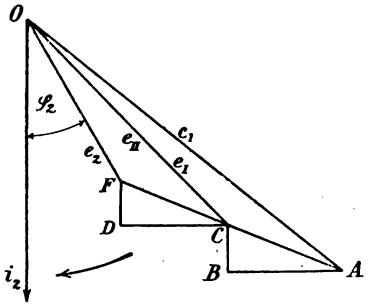


Fig. 48.

phasenvoreilend (Fig. 48). φ_2 ist der Phasenverschiebungswinkel zwischen Strom i_2 und Spannung $OF = e_2$.

Die Konstruktion des Diagrammes ist dieselbe, wie bei Fig. 44 und 47, man muß nur darauf achten, daß der Vektor des Ohmschen Spannungsabfalles parallel mit dem Vektor der Stromstärke, jener des induktiven Spannungsverlustes aber senkrecht auf letzteren ist.

Konstruiert man für Fig. 47 und 48 das Belastungsdiagramm nach Fig. 46, dann ergibt sich, daß bei phasenverspätetem Strome der sekundäre

Spannungsabfall mit der Phasenverschiebung zunimmt, bei Phasenvoreilung dagegen abnimmt, und zwar um so mehr, je größer der Winkel φ_2 ist. Bei einem bestimmten Winkel ist überhaupt kein sekundärer Spannungsverlust, auch bei verschiedenen Belastungen nicht zu konstatieren, ja über diesen Phasenvoreilungswinkel nimmt die Spannung an den sekundären Klemmen des Transformators immer mehr zu.

Kapp gibt eine Methode an, mit welcher man für einen Transformator die sekundären Spannungsverluste bei konstanter sekundärer Stromstärke und verschiedenen Phasenverschiebungen durch eine Messung bestimmen kann.

Man schließt hierbei die sekundäre Wicklung des Transformators mit einem Strommesser kurz, wie in Fig. 43 und mißt im primären Stromkreise jene Spannung, die nötig ist, um in der kurzgeschlossenen Wicklung die normale Stromstärke erzeugen zu können.

Hierdurch erhält man jene Spannung, die für die auftretenden Spannungsverluste nötig ist, wie dies auch aus dem Diagramm in Fig. 44 hervorgeht. Ist nämlich die sekundäre Wicklung kurzgeschlossen, dann ist $e_2 = o$ und die gemessene Spannung e_1 fällt mit AF zusammen, welch letztere die Resultierende aus den gesamten Spannungsverlusten ist.

Haben wir diese Messung ausgeführt und bestimmen wir noch den primären und sekundären Ohmschen Widerstand, dann läßt sich das in Fig. 49 dargestellte Diagramm konstruieren.

Man zieht zunächst die Vertikale aus dem Punkte O. Diese sei der Vektor der sekundären Stromstärke. Die Phasenwinkel links von diesem Vektor bedeuten Phasenverspätung, rechts dagegen Phasenvoreilung der sekundären Stromstärke gegen die Klemmenspannung. Aus den gemessenen

Werten konstruiert man dann das rechtwinklige Dreieck OFG.

Bei diesem ist OF die gemessene primäre Klemmenspannung bei kurzgeschlossenem sekundären Stromkreise, GO die Summe der induktiven, FG jene der Ohmschen Spannungsverluste. Ist r_1 der Ohmsche Widerstand der Primärwicklung, dann ist bei der Stromstärke i_1 der primäre Ohmsche Spannungsverlust

$$\triangle_1 = i_1 r_1.$$

Für den Sekundärkreis wird

$$\triangle_2 = i_2 r_2$$

sein. Es wird daher

$$FG = \triangle_1 + \triangle_2 = i_1 r_1 + i_2 r_2.$$

Die Aufgabe ist nun, ein rechtwinkliges Dreieck zu konstruieren, dessen Diagonale OF die Kurzschlußspannung und eine Kathete die Summe der Ohmschen Spannungsverluste ist. Man zieht daher aus O eine Wagerechte, schlägt mit OF einen Kreis und sucht auf diesem jenen Punkt F auf, dessen Projektion den Punkt G ergibt.

Will man für eine gegebene Phasenverschiebung bei maximaler Stromstärke den sekundären Spannungsabfall haben, dann zieht man aus den Punkten O und F zwei Kreise mit demselben Halbmesser e_2. Für φ_2 ergibt sich der Vektor OB und zwar ist bei diesem OA die tatsächliche sekundäre Klemmenspannung und AB der Spannungsverlust für diese Belastung.

Ist zwischen Stromstärke und Klemmenspannung keine Phasenverschiebung, d. h. ist die Belastung eine rein Ohmsche, dann ergibt sich auch ein sekundärer Spannungsabfall, und zwar ist dieser mit $A_2 B_2$ proportional.

Gehen wir im Diagramm weiter, d. h. wird die Stromstärke gegen die Spannung phasenvoreilend, und erreicht der Phasenverschiebungswinkel den Wert φ_0, dann ergibt sich, daß die sekundäre Klemmenspannung bei maximaler Stromstärke dieselbe ist, als bei Leerlauf, oder mit anderen Worten, es tritt in diesem Falle kein sekundärer Spannungsabfall auf. Trotzdem sind sowohl die Ohmschen, als auch die induktiven Spannungs-

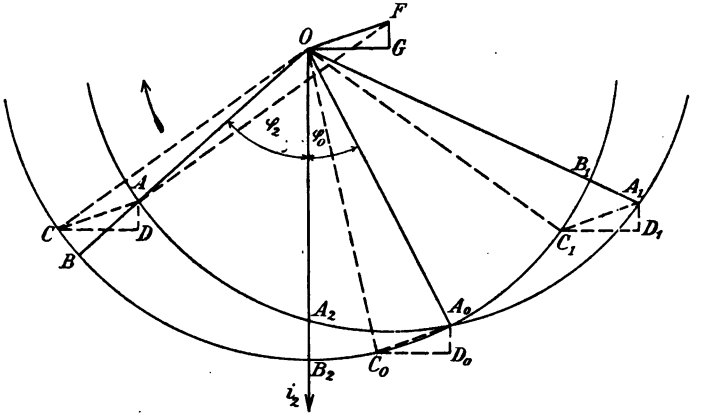


Fig. 49.

verluste vorhanden, doch wirken die aus der Streuung sich ergebenden Selbstinduktionen und die im sekundären Stromkreise vorhandene Kapazität in der Weise aufeinander, daß die sekundäre Klemmenspannung konstant bleibt.

Wird die Voreilung der Stromstärke noch größer, dann wird die sekundäre Klemmenspannung mit wachsender Phasenverschiebung nicht geringer, sondern im Gegenteil größer. In diesen Fällen ist die Wirkung der Kapazität überwiegend und es findet eine Spannungserhöhung statt.

Die Richtigkeit der Behauptung, daß die Teile AB, A_2B_2, B_1A_1 den sekundären Spannungsverlust darstellen, geht auch aus folgendem hervor.

Betrachten wir zunächst den Fall, bei welchem die Stromstärke in der Phase gegen die Spannung um den Winkel φ_2 zurückbleibt. Verbinden wir F mit A und ziehen wir noch die Parallele OC. Es ist leicht einzusehen, daß AC mit OF parallel ist, und daß OCA mit dem Dreieck OAF in Fig. 47 identisch ist. Sind die primären Spannungswerte auf die sekundäre Windungszahl reduziert, dann ist OA (Fig. 47) mit der sekundären Leerlaufspannung proportional. Nun ist aber OA mit OC in Fig. 49 identisch, ferner ist in letzterer Figur $OB = OC$, so daß AB tatsächlich den sekundären Spannungsverlust bei der Phasenverschiebung φ_2 und maximaler Stromstärke i_2 ergibt.

Zieht man aus A eine Senkrechte und aus C eine Wagerechte, dann schneiden sich diese in Punkt D, wodurch wir ein rechtwinkliges Dreieck CDA bekommen. Dieses Dreieck ist das eigentliche Diagramm der im Transformator auftretenden Spannungsverluste, das Dreieck OGF ist mit diesem identisch und wurde nur darum konstruiert, um die zwei Mittelpunkte O und F der beiden Kreise erhalten zu können. Das Diagramm bezieht sich auf konstante maximale Stromstärke, die Dimensionen des Dreieckes ADC bleiben darum für alle Belastungen dieselben, wodurch auch die Lage des Kreismittelpunktes für alle Phasenverschiebungen dieselbe bleibt.

Nach diesen Ausführungen müssen wir für jede Phasenverschiebung dasselbe rechtwinklige Dreieck für die Spannungsverluste erhalten. Dies ist tatsächlich der Fall. So z. B. bei dem Punkte A_o, wo sich beide Kreise schneiden, ergibt sich der Phasenwinkel φ_o. Dieser ist jene Phasenvoreilung der Stromstärke, bei welcher die sekundäre

Klemmenspannung bei Leerlauf und maximaler Stromstärke konstant bleibt. Ziehen wir aus A_0 die Senkrechte $A_0 D_0$, wobei $A_0 D_0 = A D$, dann wird die Wagerechte $C_0 D_0$ den unteren Kreis in dem Punkte C_0 schneiden, welcher, mit A_0 verbunden, die Diagonale eines Dreieckes ergibt und die mit $A C$ gleich groß und parallel ist. Die zwei Dreiecke $A D C$ und $A_0 D_0 C_0$ sind demnach identisch. Daß die sekundäre Klemmenspannung bei dieser Phasenverschiebung und maximaler Stromstärke mit der Leerlaufspannung gleich ist, ergibt sich daraus, daß $A_0 O C_0$ ein gleichschenkliges Dreieck ist, da die Endpunkte beider Schenkel auf demselben Kreise liegen.

Es wäre noch der Fall übrig, daß die Phasenvoreilung der Stromstärke größer als φ_0 ist. Diesem entspricht das Spannungsdiagramm $O A_1 C_1$, wo $O C_1$ die Leerlaufspannung und $O A_1$ die sekundäre Klemmenspannung bei maximaler Stromstärke ist. Es ist aus den Vektorgrößen ersichtlich, daß jetzt $A_1 B_1$ additiv wirkt und daß daher die Klemmenspannung bei Belastung größer ist als bei Leerlauf.

Aus A_1 und C_1 senkrechte, beziehungsweise wagerechte Linien gezogen, ergibt sich wieder das rechtwinklige Dreieck $A_1 D_1 C_1$, das mit $A D C$ identisch ist und bei welchem $A_1 D_1$ die Summe der Ohmschen und $C_1 D_1$ diejenige der induktiven Spannungsverluste ist.

Arbeitsverluste in den Transformatoren. Wirkungsgrad.

Wird eine Spule, die keinen Eisenkern besitzt, in einen Wechselstromkreis geschaltet, dann fließt durch die Windungen ein Strom, dessen Intensität von der Spannungsdifferenz zwischen den Drahtenden der Spule und dem resultierenden Wider-

stande abhängt. Der letztere ergibt sich aus dem Ohmschen Widerstande und der Reaktanz, und zwar wird sein Wert aus der Gleichung

$$x = \sqrt{r^2 + l^2 \omega^2}$$

ermittelt, wo r den Ohmschen Widerstand, l den Selbstinduktionskoeffizienten der Spule und

$$\omega = 2 \pi \infty$$

bedeuten, wenn ∞ die Periodenzahl des zugeführten Wechselstromes ist.

Berechnet man die durch die Spule fließende Stromstärke, dann ergibt sich diese zu

$$i = \frac{e}{x} = \frac{e}{\sqrt{r^2 + l^2 \omega^2}}.$$

e ist die Spannung zwischen den Enden der Drahtspule.

Der verbrauchte Effekt wird in der Bewicklung in Wärme umgewandelt, sein Wert ist durch die Formel

$$W = i^2 r$$

ausgedrückt. i ist die effektive Stromstärke.

Bringt man in dieselbe Spule einen Eisenkern, dann wachsen die Stromstärke und der Wattverbrauch an. Der gesamte Wattverbrauch ist jetzt größer, als der aus obiger Formel sich ergebende, im Eisenkern treten also durch die Magnetisierung Energieverluste auf.

Man unterscheidet demnach bei den Transformatoren zweierlei Verluste, und zwar:

1. Drahtverlust, die Energiemenge, die in der Bewicklung des Transformators in Wärme umgesetzt wird.

2. Eisenverlust, die Summe aller im Eisenkerne auftretenden Energieverluste.

Der Drahtverlust besteht aus zwei Teilen. Ein Teil ergibt sich als das Produkt des Quadrates der effektiven Stromstärke mit dem Ohmschen Widerstande, der zweite Teil entsteht durch die in massiven Leitern auftretenden Wirbelströme. Der letztere ist gewöhnlich sehr klein, weshalb er vernachlässigt werden kann, so daß auch wir in der Zukunft nur den ersten Teil in Betracht ziehen werden.

Bei großen Drahtquerschnitten ist auch die Widerstandszunahme des Leiters infolge der ungleichmäßigen Verteilung des Stromes in Berechnung zu ziehen. Wie im II. Bande dieses Werkes gezeigt wurde (Seite 153, Band II), ist der vergrößerte Widerstand des Leiters in diesem Falle

$$r_1 = (1 + r_0)\, r$$

wenn r den Ohmschen Widerstand und r_o die Vergrößerung dieses Widerstandes infolge ungleichmäßiger Verteilung der Stromstärke bedeutet.

Die entstehende Drahtwärme ist in diesem Falle

$$W_1 = i^2 r + i^2 r r_o.$$

Die Zunahme des Widerstandes hängt von der Dicke des Leiters, von der Periodenzahl und von dem Materiale des Drahtes ab. Nachstehend sind einige Werte der Widerstandszunahme in Prozenten nach Benischke*) angegeben:

Periodenzahl	$\infty = 50$	$\infty = 100$
Dicke des Drahtes $mm\ d =$	10; 20; 30	10; 20; 30
Prozentuelle Widerstandszunahme	0,19; 3; 15	0,75; 11; 60

Aus diesen Werten ist ersichtlich, daß die Widerstandszunahme nur bei sehr dicken Drähten

*) Elektrotechnik in Einzel-Darstellungen. Heft 3.

bedeutend wird. Bei 10 *mm* dickem Drahte ist diese Zunahme noch gering, wenn man noch in Betracht zieht, daß bei Transformatoren große Querschnitte zumeist unterteilt werden, so ergibt sich, daß auch diese Korrektion des Drahtverlustes vernachlässigt werden kann.

Der Drahtverlust wird nach alledem nur aus dem Ohmschen Widerstande bestimmt. Die gesamte Drahtwärme im Betriebe ergibt sich aus der primären und sekundären Drahtwärme, oder durch eine Formel ausgedrückt:

$$W_t = i_1^2 r_1 + i^2_2 r_2.$$

Der Drahtverlust kann verringert werden, wenn man den Querschnitt des Drahtes vergrößert. Natürlich kann man in dieser Hinsicht nicht ins Extreme gehen, denn man muß bei der Konstruktion des Transformators auch die Kostenfrage in Betracht ziehen, außerdem zieht der zur Verfügung stehende Wicklungsraum eine Grenze. Im Wicklungsraum muß eine bestimmte Anzahl von gegebenem Minimalquerschnitte untergebracht werden, man wird den Wicklungsraum dementsprechend bestimmen. Wollte man aber dickeren Draht verwenden, dann müßte man die Dimensionen des Eisenkernes größer nehmen, welcher Umstand einerseits die Kosten des Transformators vergrößert, anderseits aber, wie wir sehen werden, auch die Eisenverluste beeinflußt. Gewinnen wir daher im Drahtverlust, so verlieren wir bei dem Eisenverlust und deshalb müssen die Dimensionsverhältnisse so berechnet werden, daß bei geringstem Kostenaufwande der Transformator die möglichst geringsten Verluste aufweist.

Was den Eisenverlust betrifft, besteht derselbe aus dem Hysteresis- und dem Wirbelstromverlust.

Der Hysteresisverlust ist eine Ummagnetisierungsarbeit und entsteht dadurch, daß z. B. ein

Wechselstrom die Polarität eines Eisenkernes fortwährend ändert. Wird der Eisenkern der Wirkung fortwährend wachsender magnetisierender Kraft unterworfen, z. B. in der Weise, daß man die Intensität des Magnetisierungsstromes stetig vergrößert, dann nimmt die Intensität des entstehenden magnetischen Feldes erst rasch, dann langsamer zu, bis sie eine praktische Grenze erreicht.

Wird nun die magnetisierende Kraft verringert bis Null und darüber, bis zum negativen Maximum, dem mit dem positiven gleich ist, dann nimmt die Intensität des magnetischen Feldes in anderem Maße ab, als bei der positiven Vergrößerung der magnetisierenden Kraft und erreicht bei negativem Maximalwerte der letzteren ein negatives Maximum, dem mit dem positiven gleich ist. Bei abermaligem Abnehmen der magnetisierenden Kraft bis Null und Zunehmen derselben bis zum positiven Maximum erreicht die Feldintensitätskurve zunächst Null und dann den ersten positiven Maximalwert. Man erhält in dieser Weise eine geschlossene Kurve, deren Flächeninhalt mit dem Hysteresisverluste für diese Ummagnetisierungsperiode proportional ist.

Die Hysteresisschleife ist für verschiedene Eisensorten verschieden. In Fig. 50 sind die Hysteresisschleifen für verschiedene magnetische Materialien dargestellt, daraus ist auch ersichtlich, daß gehärteter Gußstahl in dieser Hinsicht am ungünstigsten sich verhält.

Am günstigsten sind die Verhältnisse bei ausgeglühtem Schmiedeisen. Die Eisenkerne der Transformatoren werden aus solchem Materiale verfertigt, man kann diese aus Draht, Band oder Blechen zusammenstellen. Heute werden nur Bleche verwendet, weil diese bei bester Raumausnutzung die wenigsten Schwierigkeiten bei der Zusammenstellung der Eisenkerne verursachen.

Bei Wechselstrom entspricht jeder Periode ein magnetischer Kreisprozeß oder zwei Ummagnetisierungen. Da die Periodenzahl gewöhnlich groß, 40 bis 120 in der Sekunde bei Beleuchtung und

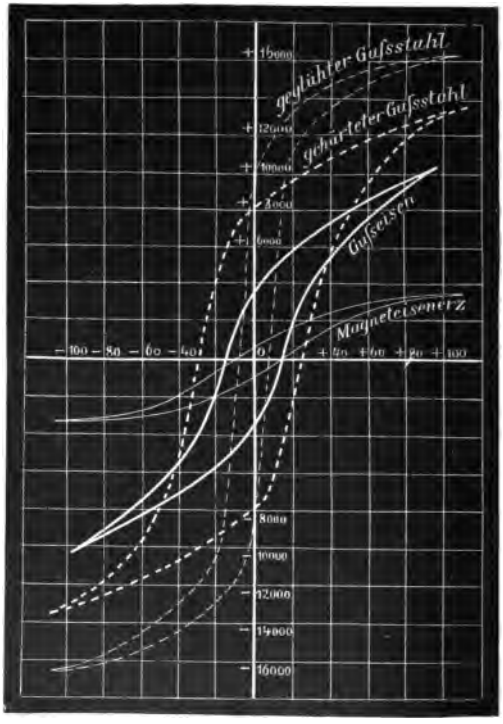


Fig. 50.

im kleinsten Werte 25 bei Kraftübertragung ist, folgt, daß der durch die Hysteresis sich ergebende Energieverlust bedeutend werden kann.

Die Hysteresisschleife ist um so größer, je größer die Grenzwerte der Intensität des magneti-

schen Feldes sind, d. h. die Größe des Hysteresisverlustes hängt außer der Periodenzahl auch vom Werte der maximalen Feldstärke oder der maximalen magnetischen Induktion ab.

Ein dritter Faktor, der auf die Größe dieses Verlustes von Einfluß ist, ist das Volumen des Eisenkernes. Bei gleichbleibender Induktion und gleicher Periodenzahl ist der Hysteresisverlust bei doppeltem Eisengewichte doppelt so groß, dieser Verlust ist demnach mit dem Volumen des Eisenkernes direkt proportional.

Entstehen im Eisenkerne starke Wirbelströme, dann verursachen diese eine Vergrößerung des Hysteresisverlustes. Die Ursache dieser Erscheinung wollen wir bei Behandlung der Wirbelströme geben.

Ist die Periodenzahl des Wechselstromes ∞, die maximale Induktion $\mathfrak{B}_{max}$ und das Eisenvolumen V, dann ist der gesamte Hysteresisverlust

$$W_h = \eta \infty V \mathfrak{B}_{max}^{1.6} \text{ Erg}$$

wo η eine vom Eisenmaterial abhängende Konstante ist. Ihr Wert ist für verschiedene Eisensorten nachfolgend zusammengestellt*):

Material	η
Sehr weicher Eisendraht	0,002
Sehr dünnes Eisenblech	0,003
Dickes Eisenblech	0,0033
Eisenblech	0,0042—0,0045

Bei verschiedenen Stahlsorten und Gußeisen sind die Werte für η noch größer, diese sind aber Materiale, die bei Transformatoren im magnetischen Kreise nicht verwendet werden, weshalb sie außer Betracht fallen.

*) Vergl. Feldmann, Transformatoren, Bd. I, Seite 146.

Aus obiger Formel läßt sich der Hysteresisverlust für eine Periode und die Volumeinheit nach Steinmetz folgendermaßen ausdrücken:

$$W_h' = \eta \mathfrak{B}_{max}^{1,6}$$

in Erg. Will man den Hysteresisverlust in Watt haben, dann muß man die rechte Seite der Gleichung mit 10^{-7} multiplizieren, d. h.

$$W_h' = \eta \mathfrak{B}_{max}^{1,6} 10^{-7} \text{ Watt}$$

beziehungsweise

$$W_h = \eta \backsim V \mathfrak{B}_{max}^{1,6} 10^{-7} \text{ Watt.}$$

Ist der Eisenkern nicht durch einen beiderseits symmetrischen Strom magnetisiert, d. h. sind die Grenzwerte der Magnetisierung nicht dieselben, dann wird der Hysteresisverlust durch

$$W_h = \eta \backsim V(\mathfrak{B}'_{max} - \mathfrak{B}''_{max})^{1,6} 10^{-7}$$

gegeben, wo $\mathfrak{B}'_{max}$ und $\mathfrak{B}''_{max}$ die beiden Grenzwerte der Magnetisierung bedeuten. Dieser spezielle Fall tritt selten ein, weshalb man bei Transformatoren gewöhnlich die erstangegebene Formel zur Berechnung des Hysteresisverlustes benutzt.

Aus den bisherigen ist ersichtlich, daß der Hysterisverlust eine rein magnetische Ursache hat, und daß sie nur dadurch verringert werden kann, daß man das magnetische Material, also den Eisenkern in magnetischer Hinsicht verbessert. Je besser das Eisen, um so kleiner wird der Faktor η und daher auch der Wert des Hysterisverlustes, vorausgesetzt, daß die maximale Induktion im Eisenkerne dieselbe bleibt.

Die Steinmetzsche Formel gibt den Hysterisverlust auf das Eisenvolumen bezogen an. In der Praxis sind aber die Berechnungen auf die Ge-

wichtseinheit, dem Kilogramm bezogen, so daß man eine entsprechend umgeänderte Formel anwenden muß. Will man daher den Ausdruck des Hysterisverlustes für 1 *kg* Eisen haben, dann muß man an Stelle V in der Formel jenen Kubikinhalt einsetzen, der einem Kilogramme Eisen entspricht. Eine einfache Rechnung gibt uns hierüber Aufschluß.

Nehmen wir das spezifische Gewicht des bei den Transformatoren verwendeten Eisens mit 7,7 an, dann ist das Gewicht des V *cm*³ Volumen besitzenden Eisens G:

$$G = \frac{V \cdot 7{,}7}{1000} kg.$$

Auf das Kilogramm bezogen, bekommt man das einem Kilogrammgewicht entsprechende Volumen, wenn man in letzter Formel $G = 1$ setzt, so daß

$$V = \frac{1000}{7{,}7} = 130$$

und

$$W_h = 130\,\eta \sim G\,\mathfrak{B}_{max}^{1,6}\,10^{-7}\ \text{Watt}$$

wird der in G *kg* Eisen auftretende gesamte Hysterisverlust in Watt sein. Für 1 *kg* nimmt die Formel die einfachere Form

$$W_h' = 130\,\eta \sim \mathfrak{B}_{max}^{1,6}\,10^{-7}\ \text{Watt}$$

an.

Nachdem der Hysterisverlust bei demselben Material und gleichbleibender maximaler Induktion nur von der Periodenzahl abhängt, kann man aus einem bei gegebener Periodenzahl bekannten Hysteresisverluste denselben für eine andere Periodenzahl berechnen, wenn man die erstere mit dem Verhältnis der Periodenzahlen multipliziert.

Für die Periodenzahl $\sim_o$ wird der Hysterisverlust durch

$$W_h^o = 130\,\eta\,\sim_o G\,\mathfrak{B}_{max}^{1,6}\,10^{-7}$$

gegeben, so daß

$$W_h^o = \frac{\sim_o}{\sim} W_h.$$

In Fig. 51 sind die Hysterisverluste für 1 *kg* Eisen bei verschiedenen maximalen Induktionen

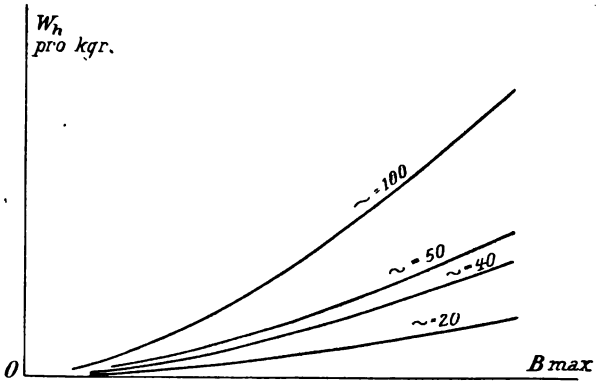


Fig. 51.

und verschiedenen Periodenzahlen durch Kurven dargestellt. Hierbei bedeuten die Abscissenwerte die maximalen Induktionen und die Ordinatenwerte den Hysteresisverlust in Watt für 1 *kg* desselben Eisenmateriales. Es ist aus dieser Darstellung ersichtlich, daß dieser Verlust anfangs langsamer, später aber rascher, der 1,6 Potenz der maximalen Induktion entsprechend ansteigt.

Der zweite Teil des im Eisenkerne eines Transformators auftretenden Gesamtverlustes ist elektrischer Natur. Dieser Verlust entsteht dadurch,

daß im Eisen als Leiter durch die fortwährende Veränderung des magnetischen Feldes elektromotorische Kräfte induziert werden, die in der Eisenmasse Ströme erzeugen, welche sich in dem Eisen ausgleichen. Diese Ströme erhitzen daher den Eisenkern, die der entstehenden Wärmemenge äquivalente elektrische Energie muß von der äußeren Stromquelle geliefert werden, so daß diese Ströme, die Wirbel- oder Foucaultsche Ströme genannt werden, einen Energieverlust darstellen. Dieser Verlust wird Wirbelstrom- oder Foucaultscher Verlust genannt.

Die elektromotorische Kraft im Wirbelstromkreise ist gering, doch können die Wirbelströme dennoch namhafte Stärken erreichen, da der Gesamtwiderstand dieses Stromkreises klein ist. Massive Eisenkerne bilden für die Wirbelströme keinen großen Widerstand, in diesen können sie sich daher stark entwickeln, weshalb auch solche Kerne sich stark erhitzen. Aus diesem Grunde kann man den Transformatorkern nicht aus massivem Eisen herstellen.

Um die Entwicklung der Wirbelströme verhindern zu können, muß man den Widerstand des Wirbelstromkreises möglichst vergrößern. Die Richtung der induzierten elektromotorischen Kraft ist auf die Richtung der induzierenden Kraftlinien senkrecht, die Wirbelströme fließen daher in Ebenen, welche auf die Richtung der Kraftlinien senkrecht stehen. Will man daher den Widerstand des Wirbelstromkreises vergrößern, dann muß man den Eisenkern parallel zu dem Verlaufe der Kraftlinien aufteilen, d. h. den Eisenkern aus Blechen bilden und diese Bleche durch Schellaküberzug oder Papier voneinander isolieren. Durch diese Anordnung erreichen wir unser Ziel, ohne daß man den Widerstand des magnetischen Kreises vergrößert hätte, denn die Kraftlinien bleiben längs ihres ganzen

Weges im Eisen und wenn auch die Isolation der Bleche den effektiven Eisenquerschnitt verminderte, kann man dies dadurch leicht kompensieren, daß man den Gesamtquerschnitt des Transformatorkernes in entsprechendem Maße vergrößert.

Je dünner die Bleche, um so kleiner wird der Wirbelstromverlust. Man kann aber in dieser Hinsicht nicht weit gehen, denn sehr dünne Bleche würden zu kostspielig sein, auch kann man diese nicht genügend gleichmäßig herstellen. Man verwendet bei Transformatoren Bleche von 0,5 bis 0,3 *mm* Dicke, bei diesen ist der Wirbelstromverlust bereits so klein, daß er einen verschwindend kleinen Teil des Gesamtverlustes bildet.

Je höher die Periodenzahl des Wechselstromes und je größer die magnetische Induktion, um so dünner muß das Transformatorenblech gewählt werden. Bei sehr kleinen Periodenzahlen, wie solche bei reiner Kraftübertragung benutzt werden, kann man auch dickere, als 0,5 *mm* dicke Bleche verwenden.

Der Wirbelstromverlust kann nach Feldmann*) aus den Draht- und Blechdimensionen nach folgenden Formeln berechnet werden:

Ist der Durchmesser des zur Herstellung des Eisenkernes verwendeten Eisendrahtes *d mm*, ferner ist $\sim$ die Periodenzahl des Wechselstromes und $\mathfrak{B}_{max}$ die maximale Induktion, dann wird der Wirbelstromverlust in Watt für ein 1 cm^3 Eisen

$$W_f = \left(\frac{d \sim \mathfrak{B}_{max}}{4.10^6}\right)^2$$

Ist die Blechdicke δ *mm*, dann wird für diesen Fall

$$W_f = \left(\frac{\delta \sim \mathfrak{B}_{max}}{2{,}5.10^6}\right)^2$$

*) Feldmann, Transformatoren, Band I, Seite 155.

Wenn der Eisenkern das Volumen $V\,cm^3$ besitzt, dann müssen diese Formeln noch mit V multipliziert werden.

Auch hier ist zweckmäßig, den auf das Gewicht des Eisenkernes bezogenen Ausdruck des Wirbelstromverlustes zu kennen. Nach Seite 95 ist das Volumen 1 *kg* Eisens 130 cm^3, so daß der Wirbelstromverlust bei G *kg* Eisengewichte durch die Formel

$$W_f = 130 \left(\frac{\delta \sim \mathfrak{B}_{max}}{2{,}5 \cdot 10^4}\right)^2 G \text{ Watt}$$

gegeben ist, wenn der Eisenkern aus Blechen zusammengesetzt wird.

Die Wirbelströme wirken aber auch in anderer Richtung schädlich. Sie beeinflussen nämlich die gleichmäßige Verteilung der Kraftlinien im Eisenkerne, drängen diese gegen die Seitenflächen des Kernes zusammen und erhöhen hierdurch die Induktion. Nachdem der Hysteresisverlust nur vom Maximalwerte der Induktion abhängt, verursacht diese Erscheinung eine Vergrößerung dieses Verlustes.

Diese Erscheinung entsteht durch eine Schirmwirkung der Wirbelströme. Die Kraftlinien setzen die Bleche in ihrer Längsrichtung durch, die Wirbelströme entstehen aber in Ebenen, die auf die Kraftlinienrichtung senkrecht sind, so daß die durch diese Ströme erzeugten Kraftlinien ebenfalls parallel mit den Blechen verlaufen, doch haben sie mit den ursprünglichen Kraftlinien entgegengesetzte Richtung. Hierdurch werden die Kraftlinien des ursprünglichen Feldes gestaut, sie wollen aber das entstandene Hindernis übersetzen, und werden hierbei gegen den äußeren Rand der Bleche gedrängt. Bei dicken Blechen, wo die Wirbelströme besonders stark sind, kann diese Wirkung derartig stark sein, daß in der Mitte des

Bleches die Kraftliniendichte eine kaum nennenswerte Höhe erreicht.

Sei in Fig. 52 ein Transformatorblech übertrieben dick gezeichnet. δ ist die Dicke des Bleches, $a\,b$ ist die Mittellinie desselben. Die Kraftlinien des ursprünglichen Feldes haben die durch den einfachen Pfeil angegebene Richtung, während die durch die Wirbelströme erzeugten Kraftlinien in entgegensetzter Richtung, also in der Richtung des Doppelpfeiles verlaufen. Die Kraftlinien befinden sich alle im Bleche, die Pfeile wurden nur deshalb außerhalb gezeichnet, um die Figur deutlicher überblicken zu können.

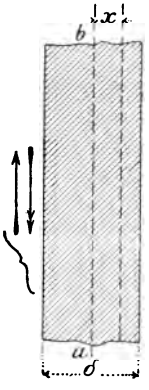


Fig. 52.

Sei die Kraftliniendichte an den Außenflächen des Bleches $\mathfrak{B}_0$ und in der Entfernung x von der Mittellinie $a\,b$ $\mathfrak{B}_x$. Würden die Wirbelströme keine Wirkung auf die Verteilung der Kraftlinien haben, so wäre $\mathfrak{B}_0 = \mathfrak{B}_x$. Nachdem aber dem nicht so ist, wollen wir diesen Einfluß der Wirbelströme für verschiedene Blechdicken und für verschiedene Entfernungen von der Blechmittellinie in einem Diagramm darstellen, das aus Fig. 53 ersichtlich ist.

Bei diesem bezieht sich Kurve *I* auf $\delta = 0{,}25\,mm$, Kurve *II* auf $\delta = 1\,mm$ und Kurve *III* auf $\delta = 2\,mm$ Blechdicke. Die Abscissen bedeuten die Werte des Verhältnisses $x : \frac{\delta}{2}$, die Ordinaten jene des Verhältnisses $\mathfrak{B}_x : \mathfrak{B}_0$.

Aus den Kurven, welche für $\sim = 100$ giltig sind, ist ersichtlich, daß bei dieser Periodenzahl nur die $0{,}25\,mm$ dicke Bleche verwendet werden können. Man könnte mit Betracht auf die Kostenfrage bis $0{,}3\,mm$ gehen, bei diesen würde das Zu-

nehmen des Hysteresisverlustes durch die Wirkung der Wirbelströme noch keine beträchtliche sein.

Unsere bisherigen Ergebnisse zusammengefaßt, können die in einem Transformator auftretenden Eisenverluste folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$W_{h+f} = \eta \backsim V \mathfrak{B}_{max}^{1,6} \, 10^{-7} + \left(\frac{\delta \backsim \mathfrak{B}_{max}}{2{,}5 \cdot 10^{4}}\right)^2 V \text{ Watt}$$

oder auf das Eisengewicht bezogen:

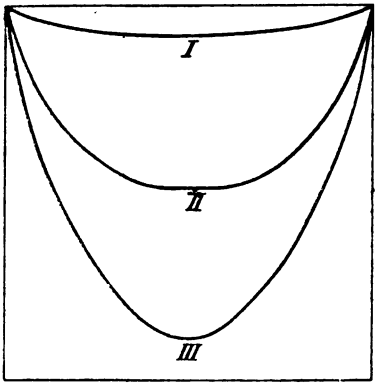


Fig. 53.

$$W_{h+f} = 130 \, G \left[\eta \backsim \mathfrak{B}_{max}^{1,6} \cdot 10^{-7} + \left(\frac{\delta \backsim \mathfrak{B}_{max}}{2{,}5 \cdot 10^{6}}\right)^2\right] \text{ Watt}$$

wo G das Eisengewicht des Transformators in Kilogramm bedeutet.

In der Praxis geht man aber bei der Berechnung der Eisenverluste nicht immer von dieser Formel aus. Es ist zweckmäßiger, wenn man das zur Transformatorkonstruktion zu verwendende Eisen Messungen unterzieht und bestimmt, daß bei der gegebenen Periodenzahl bei verschiedenen

Induktionen wie viel Wattverlust auf 1 *kg* Eisen fallen. Man konstruiert aus den Meßwerten Kurven, die über die Hysteresis- und Wirbelstromverluste für die angegebene Periodenzahl Aufschluß geben.

In Fig. 53a sind diese Verlustkurven für verschiedene Periodenzahlen dargestellt. Diese Kurven wurden im elektrotechnischen Institut der Budapester technischen Hochschule aufgenommen. Die Abscissenachse zeigt die Werte der maximalen Induktion, während auf die Ordinatenachse die Summe der Hysteresis- und Wirbelstromverluste für 1 *kg* 0,5 *mm* dickes Blech bei den Periodenzahlen $\sim = 50$, 40, 30 und 20 aufgetragen wurden. Die linke Ordinatenachse bezieht sich auf die ersten vier steilen Kurven, die rechte dagegen für die vier unteren Kurven.

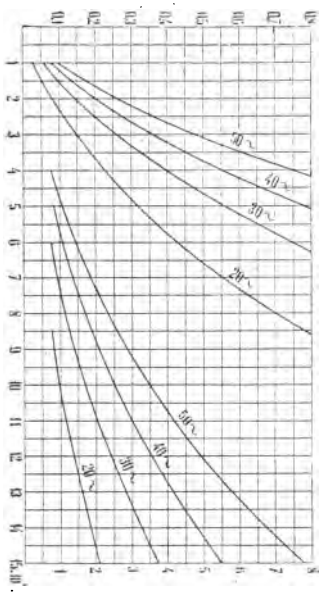


Fig. 53a.

Mit Benutzung dieses Diagrammes läßt sich der Gesamtverlust im Eisenkerne eines Transformators berechnen, wenn man das Eisengewicht bei konstanter Induktion mit jenem Ordinatenwerte multipliziert, der der betreffenden maximalen Induktion entspricht. Ist in verschiedenen Teilen des Eisenkernes die Induktion verschieden, dann bestimmt man die Gewichte dieser Teile und multipliziert diese mit der entsprechenden Verlust-

ziffer, die aus dem Diagramm als die Ordinate zur fraglichen Induktion sich ergibt.

Diese Berechnungsweise hat den Vorteil der Verläßlichkeit gegenüber den angegebenen Formeln. In letzteren sind nämlich Konstante vorhanden, bei deren Wahl man größere Fehler begehen kann, besonders dann, wenn man die magnetischen Eigenschaften des Eisenmateriales nicht im Voraus kennt.

Wirkungsgrad. Unter Wirkungsgrad eines Transformators versteht man das Verhältnis der nutzbargemachten Leistung zur Gesamtleistung, die der Transformator im Betriebe bei der betreffenden Belastung aufnimmt.

Ist daher die sekundäre Nutzleistung des Transformators W_2, die im Primärkreise durch den Transformator bei dieser Belastung aufgenommene Gesamtleistung W_1, dann ist der Wirkungsgrad für diese Belastung

$$\eta = \frac{W_2}{W_1}.$$

Der Wert des Wirkungsgrades ist bei verschiedenen Belastungen verschieden, und zwar wird dieser bei Vollbelastung maximal. Bei kleinerer sowie bei Überlastung ist der Wirkungsgrad geringer.

Um den Wirkungsgrad ermitteln zu können, mißt man beide Leistungen. Arbeitet der Transformator auf rein Ohmsche Belastung, dann läßt sich die Nutzleistung W_2 folgendermaßen ausdrücken:

$$W_2 = e_2 i_2$$

wenn e_2 die sekundäre Klemmenspannung und i_2 die sekundäre Stromstärke bedeuten.

Der primäre Stromkreis enthält die primäre Wicklung, die eine induktive Belastung bildet. Sind die Werte der primären Klemmenspannung und

Stromstärke e_1, beziehungsweise i_1, dann wird die zugeführte Primärleistung

$$W_1 = e_1 i_1 \cos\varphi$$

wo $\cos\varphi$ den Leistungsfaktor bedeutet.

Die Phasenverschiebung zwischen Stromstärke und Klemmenspannung ist nicht konstant, sie ist am größten bei Leerlauf und am kleinsten bei normaler Vollbelastung, wie wir dies aus den Transformatordiagramm ersahen.

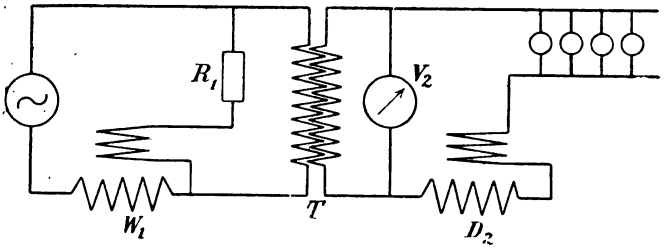


Fig. 54.

Der Ausdruck des Wirkungsgrades wird, unsere obigen Gleichungen benutzend:

$$\eta = \frac{e_2 i_2}{e_1 i_1 \cos\varphi}.$$

Die Schaltungsweise zur Bestimmung des Wirkungsgrades des Transformators bei induktionsfreier Belastung ist aus Fig. 54 ersichtlich. A ist die Stromquelle, zu der die Primärwicklung des Transformators geschaltet wird. Nachdem bei phasenverschobenem Strome die Leistung nur durch ein Wattmeter gemessen werden kann (siehe Band I, Seite 79), muß in den primären Stromkreis das Wattmeter W_1 eingeschaltet werden. Der Spannungskreis des Wattmeters, mit dem Zusatzwiderstand

R_1 ist zu den Klemmen des Transformators geschaltet.

Im sekundären Stromkreise kann das Wattmeter weggelassen werden, da zwischen Stromstärke und Spannung keine Phasenverschiebung vorhanden ist. Man mißt deshalb nur die sekundäre Stromstärke i_2 mit dem Dynamometer D_2 und die sekundäre Klemmenspannung e_2 mit dem Voltmeter V_2.

Bei Leerlauf zeigt das Voltmeter die Spannung e_2 an, die mit der sekundären elektromotorischen Kraft in diesem Falle gleich ist. Schließt man den sekundären Stromkreis, dann fällt e_2 auf einen kleineren Wert, da der Sekundärstrom Spannungsverluste verursacht. Bei offenem Sekundärkreise zeigt das Wattmeter eine Leistung an, der Transformator verbraucht in diesem Falle eine Energiemenge, die zur Deckung der Leerlaufsverluste benötigt wird.

Die Leerlaufsverluste sind hauptsächlich Eisenverluste. Es tritt zwar auch Drahtwärme auf, dessen Größe mit dem Produkte des Quadrates des Leerlaufstromes und des Ohmschen Widerstandes proportional ist, doch ist diese Energiegröße gegen die Eisenverluste so klein, daß sie nur einen verschwindend geringen Teil des Leerlaufsverlustes bildet. Man kann deshalb die Leerlaufsenergie als Maß der Eisenverluste ansehen.

Nehmen wir an, das Wattmeter zeigt bei einer Belastung die verbrauchte Energie W_1 an. Diese kann durch die Konstante c_1, den erteilten Torsionswinkel α_1 und den Gesamtwiderstand R' des Spannungskreises ausgedrückt werden, und zwar wird (vergl. Band I, Seite 231):

$$W_1' = c_1 \alpha_1 R'.$$

Diese Leistung ist größer, als die in der Primärwicklung tatsächlich verbrauchte Leistung, da

das Wattmeter auch den Verbrauch des Spannungskreises mißt. Die wirkliche Primärleistung ist daher (Band I, Seite 235):

$$W_1 = c_1 \alpha_1 R' - \frac{e_1^2}{R'}.$$

Der Wirkungsgrad wird nun

$$\eta = \frac{e_2 i_2}{c_1 \alpha_1 R' - \frac{e_1^2}{R'}}.$$

Ist im Sekundärkreise eine induktive Belastung, dann muß man zwei Wattmeter benutzen. Die Wattmeterkorrektion muß aber im Sekundärkreise zur gemessenen Leistung addiert werden, da nun die durch den Transformator tatsächlich gelieferte Energiemenge um die Wattmeterkorrektion größer ist, als die gemessene.

Es wird also

$$W_2 = c_2 \alpha_2 R'' + \frac{e_2^2}{R''}$$

und der Wirkungsgrad:

$$\eta = \frac{W_2}{W_1} = \frac{c_2 \alpha_2 R'' + \frac{e_2^2}{R''}}{c_1 \alpha_1 R' - \frac{e_1^2}{R'}}.$$

Will man die jeweiligen Phasenverschiebungen auch bestimmen, dann schaltet man in den Primärkreis ein Elektrodynamometer D_1 (Fig. 55) zur Messung der primären Stromstärke, einen Voltmeter V_1 zu den Klemmen des Transformators, das den Spannungswert e_1 angibt, und endlich das Wattmeter W_1 zur Messung des verbrauchten Effektes. Bei dieser Schaltung muß auch die Voltmeterkorrektion $\frac{e_1^2}{R_{,,}}$

vom gemessenen Effekte subtrahiert werden, wo R_v den Widerstand des Voltmeters bedeutet, so daß der wirkliche, im Transformator verbrauchte Effekt

$$W_1 = c_1\,\alpha_1\,R' - \frac{e_1^2}{R'} - \frac{e_1^2}{R_v}.$$

ist und der Leistungsfaktor $\cos\varphi$:

$$\cos\varphi = \frac{W_1}{e_1\,i_1} = \frac{c_1\,\alpha_1\,R' - \frac{e_1^2}{R'} - \frac{e_1^2}{R_v}}{e_1\,i_1}.$$

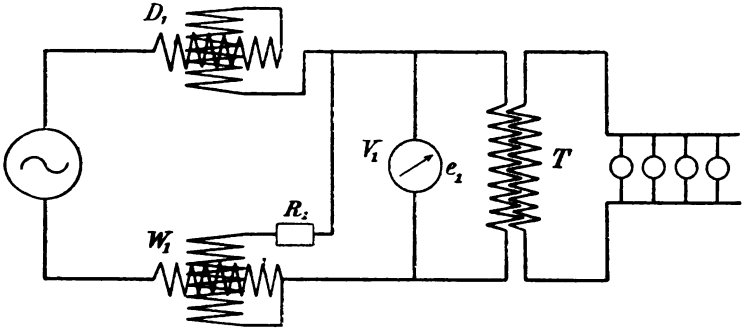


Fig. 55.

Die eben beschriebene Bestimmungsmethode des Wirkungsgrades eines Transformators ist nicht ganz verläßlich, da die Transformatoren hohen Wirkungsgrad besitzen. Ein verhältnismäßig kleiner Fehler in der Effektmessung verursacht im Endergebnis einen bedeutenden Fehler, besonders dann, wenn der Meßfehler im Sekundärkreis negativ, im Primärkreis dagegen positiv ist. In diesem Falle ist die tatsächliche sekundäre Leistung größer als gemessen, die primäre dagegen kleiner, so daß der tatsächliche Wirkungsgrad größer als der gemessene ist. Sind die Fehler entgegengesetzt, dann bekommt

man einen günstigeren Wirkungsgrad, als den, der der Wirklichkeit entspricht.

Genauere Resultate ergibt jene Methode, bei welcher man den Wirkungsgrad auf indirektem Wege aus den auftretenden Verlusten bestimmt.

Die primäre Leistung ist die Summe der sekundären Leistung und den gesamten auftretenden Verlusten. Die letzteren ergeben sich aus dem Eisenverluste und dem primären und sekundären Kupferverlust. Man muß daher bei dieser Methode auch die Ohmschen Widerstände der beiden Wicklungen kennen. Diese kann man auf indirektem Wege mit Gleichstrom durch Strom und Spannungsmessung bestimmen. Sind die betreffenden Ohmschen Widerstände r_1 und r_2, dann sind die Kupferverluste

$$W_1 = i_1^2 r_1$$

und

$$W_2 = i_2^2 r_2.$$

Der Eisenverlust ergibt sich als die Summe des Hysteresis- und Wirbelstromverlustes, bezeichnen wir diesen mit W_{h+f}, dann werden die Gesamtverluste

$$W_o = W_{h+f} + i_1^2 r_1 + i_2^2 r_2$$

sein und der Wirkungsgrad des Transformators bei der Sekundärleistung W_2:

$$\eta = \frac{W_2}{W_2 + W_o} = \frac{W_2}{W_2 + W_{h+f} + i_1^2 r_1 + i_2^2 r_2}.$$

Zur Bestimmung des Wirkungsgrades sind noch mehrere Methoden bekannt, wir wollen uns aber mit diesen nicht befassen, sondern verweisen diesbezüglich auf die speziellen Werke der elektrotechnischen Literatur.

IV. Kapitel.

Wechselstrommotoren.

Allgemeines.

Die Elektromotoren dienen zur Umwandlung der elektrischen Energie in mechanische Arbeit. Sie besitzen im allgemeinen zwei Hauptteile und zwar das Magnetsystem und die Armatur. Bei Gleichstrommotoren finden wir gewöhnlich das Magnetsystem als feststehend, der Geichstrom wird der zwischen den Magnetpolen sich drehenden Armatur zugeführt, welche mit einem Kollektor versehen ist.

Die Wechselstrommotoren haben eine wesentlich andere Konstruktion. Zwar könnte ein jeder Gleichstrommotor mit Wechselstrom angetrieben werden; doch sind die Betriebsverhältnisse nur beim Serienmotor rationell. Bei diesem fließt nämlich derselbe Strom durch Magnetbewicklung und Armatur, somit sind das Magnetfeld und das Armaturfeld in Phase und es kann hierdurch ein kräftiges Drehmoment erzeugt werden. Man benutzt tatsächlich in der Praxis auf diesem Prinzipe gebaute Motoren. Der Nebenschlußmotor ist dagegen völlig unbrauchbar, da das erzeugte Drehmoment sehr gering ist. Bei dieser Maschine sind, wie bekannt, Armatur und Magnetbewicklung

parallel geschaltet, die Ströme in beiden sind demnach verschieden, auch haben sie gegeneinander eine Phasenverschiebung. Der die Magnetbewicklung durchfließende Strom ist infolge der starken Selbstinduktion gegen den die Armatur durchsetzenden Strom stark phasenverschoben, die in der Armatur und den Magnetpolen erzeugten Felder sind demnach auch phasenverschoben, weshalb nur ein sehr geringes Drehmoment entsteht.

Die Wechselstrommotoren besitzen auch eine Armatur und ein Magnetsystem. Entweder steht die Armatur still und rotieren die Magnete oder ist die Ausführung eine solche wie bei den Gleichstrommotoren, daß nämlich die Armatur in dem durch feststehende Pole eingeschlossenen Raume sich bewegt. Je nach der Konstruktion unterscheidet man Wechselstrommotoren mit Gleichstrom erregten Magneten und solche, bei denen überhaupt kein durch Gleichstrom erregtes Magnetsystem vorhanden ist. Die Betriebseigenschaften und die Wirkungsweise der Wechselstrommotoren sind dementsprechend sehr verschieden.

Man kann die Wechselstrommotoren dementsprechend in zwei Hauptklassen einteilen und zwar:

I. Motoren mit Gleichstrom erregten Magnetsystemen.

II. Motoren ohne jegliche Anwendung einer Gleichstromerregung.

Nach den Betriebseigenschaften unterscheidet man:

1. Synchronmotoren,
2. Asynchronmotoren.

Diese können ein- und mehrphasig sein.

Im folgenden wollen wir zunächst den Synchronmotor behandeln.

Der Synchronmotor.

In Fig. 56 ist eine Maschine schematisch dargestellt. Sie besteht aus einem feststehenden Ringe, der zwei Polansätze und zwei nacheinander geschaltete Bewicklungen hat. In dem durch diesen Ring umschlossenen Raume ist ein Elektromagnet *c d* drehbar angeordnet. Dieser Elektromagnet wird mit Gleichstrom erregt.

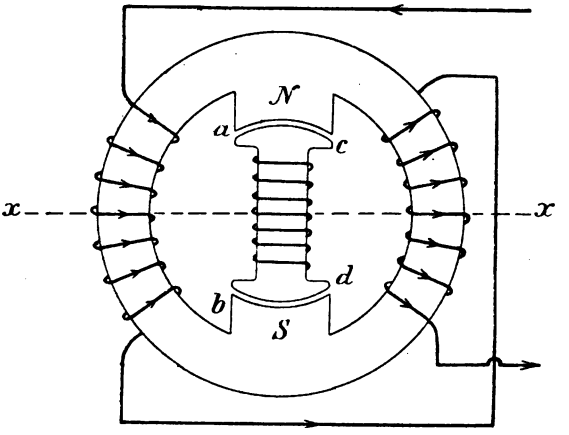


Fig. 56.

Schaltet man die Bewicklung des Ringes mit einer Wechselstromquelle zusammen, die einphasigen Strom erzeugt, dann entsteht im Ringe ein magnetisches Wechselfeld. In einem bestimmten Zeitpunkte hat der Wechselstrom die durch die Pfeile angegebene Richtung, dieser Strom erzeugt daher bei *a* einen Nord-, bei *b* einen Südpol. In der zweiten Hälfte der Periode wechselt die Stromrichtung infolgedessen wechseln auch die Polaritäten der Polansätze *a* und *b*. Während einer Periode

wechselt also das Magnetfeld im durch den Ring umschlossenen Raume zweimal seine Richtung und es entsteht zwischen den Polansätzen ein einphasiges hin- und herwogendes Feld.

Wäre der bewegliche Elektromagnet *c d* stillstehend und befände er sich in der eingezeichneten Lage, dann würden die Kraftlinien des Wechselfeldes durch den Eisenkern desselben dringen und in der Wicklung eine elektromotorische Kraft induzieren. Angenommen, daß die Erregerwicklung in sich kurz geschlossen ist, wird in dieser infolge der induzierten elektromotorischen Kraft ein Wechselstrom entstehen. Dieser Strom ist gegen das induzierende Feld um eine Viertelperiode phasenverschoben, folglich wird das durch diesen Strom erzeugte Feld gegen das induzierende Feld eine Phasenverschiebung von einer halben Periode haben. Das induzierte Feld ist demnach dem wirkenden Felde gerade entgegengesetzt, somit kann auch kein Drehmoment erzeugt werden. Befände sich der Elektromagnet in der Achse $x-x$, dann würde er sich zwar in Bewegung setzen, doch wieder stillstehen, sobald er den Polansätzen *a* und *b* gegenüber zu stehen kommt. In diesem Falle erfolgt die Bewegung dadurch, daß die aus den Polansätzen austretenden Kraftlinien den Widerstand ihres Weges zu verkleinern suchen und auf den Eisenkern anziehend wirken. Sobald der möglichst geringste Widerstand im Wege des Kraftlinienverlaufes erreicht ist, d. h. wenn die Pole *c d* vor den Polen *a* und *b* stehen, hört das Drehmoment auf und der Eisenkern bleibt stehen. In diesem Falle ist natürlich der Kurzschluß der Bewicklung unterbrochen.

Aus diesem ist ersichtlich, daß ein Synchronmotor nicht von selbst angeht. Sehen wir nun, welche sind die Bedingungen, daß ein solcher Motor Arbeit leistet.

Nachdem der bewegliche Elektromagnet nur dann ständig rotieren kann, wenn er fortwährend mit dem Wechselfelde ein Drehmoment erzeugt, das die Bewegung unterstützt, ist leicht einzusehen, daß dies nur unter der Bedingung möglich ist, daß der rotierende Teil während des Zeitraumes, unter welchem die Stromrichtung wechselt, eine halbe Umdrehung macht. In diesem Falle ist daher die Umdrehungszahl des Elektromagneten gleich mit der Periodenzahl des Wechselstromes, d. h. der Elektromagnet rotiert synchron.

Nehmen wir an, der Elektromagnet hat die zum Betriebe benötigte Geschwindigkeit und daß er in der eingezeichneten Lage sich befindet. In diesem Zeitpunkte sei die Intensität des Wechselstromes Null, d. h. die Stromkurve gehe in diesem Zeitpunkte durch den Nullpunkt. Bewegt sich der Magnet in der angegebenen Pfeilrichtung, dann ist in diesem Zeitmomente kein Drehmoment vorhanden, da das Wechselfeld Null ist.

In den nachfolgenden Zeiträumen nimmt die Wechselstromstärke immer mehr zu, die Intensität des Wechselfeldes wird auch immer größer und es entsteht ein wachsendes Drehmoment. Ist nun die momentane Richtung des Wechselstromes eine solche, daß bei *a* ein Nordpol entsteht und ist die Polarität des Poles *c* auch nordmagnetisch, dann findet zwischen beiden Polen eine Abstoßung statt. die von der Abstoßung der anderseitigen Südpole unterstützt wird. Anderseits zieht *c* der Pol *b* und *d* der Pol *a* an, so daß der Magnet in seiner Rotation nicht gehindert wird.

Kommt nun die Symmetrieachse des Magnetes in die Lage *x—x*, dann liegen die Magnetpole den Wechselpolen *a* und *b* gegenüber symmetrisch, hier darf also die Wirkung beider Pole nicht aufhören, denn sonst würde die Maschine stehen bleiben. Es ist klar, daß der Wechselstrom nur

dann verschwinden darf, wenn c dem Pole b und d dem Pole a gegenüber zu liegen kommt.

Kehrt jetzt die Stromrichtung um, dann wird a ein Süd- und b ein Nordpol, doch die Bewegung wird nicht gehemmt, denn die Verhältnisse sind jetzt dieselben als zuvor, der ganze Unterschied besteht nur darin, daß die Pole ihre Lage gewechselt haben.

Es folgt aus diesen, daß der Wechselstrom seinen Maximalwert erreicht, sobald c—d in der Linie x—x liegt und daß die Veränderung der Stromstärke eine volle Periode vollführt, bis der Magnet c—d eine Umdrehung macht. Bei einem Synchronmotor muß daher die Umdrehungszahl der Periodenzahl des zugeführten Wechselstromes entsprechen, und zwar ist diese Umdrehungszahl bei zweipoliger Type gleich mit der Periodenzahl. Hat die Maschine 4 Armatur- und Magnetpole, dann wird die Umdrehungszahl in der Sekunde die halbe Periodenzahl sein.

Im allgemeinen kann die Umdrehungszahl des Magnetes folgendermaßen ausgedrückt werden. Sei die Polzahl des rotierenden Elektromagnetes k, die Periodenzahl des zugeführten Wechselstromes ∞, und die minutliche Umdrehungszahl des Elektromagneten n. Der Motor kann nur in dem Falle Arbeit leisten, wenn seine Tourenzahl der Periodenzahl entspricht, d. h. wenn er im Synchronismus ist, oder wenn seine Tourenzahl der Gleichung

$$n = \frac{2.60.\infty}{k} = \frac{120\,\infty}{k}$$

Genüge leistet.

Der Synchronmotor verhält sich daher bezüglich Periodenzahl und Tourenzahl gerade so als ein Wechselstromgenerator, auch kann jeder Wechselstromgenerator als Synchronmotor verwendet werden. Ist nämlich die Polzahl eines

Wechselstromgenerators k, seine Tourenzahl in der Minute n, dann wird er einen Wechselstrom von der Periodenzahl (vergleiche Band I, Seite 43)

$$\sim = \frac{n\,k}{60.2}$$

erzeugen.

Für Fig. 56 ist $k = 2$ und sei $\sim = 50$. Die Tourenzahl des Motors wird daher

$$n = \frac{120.50}{2} = 60.50 = 3000$$

in der Minute sein, oder in der Sekunde

$$n_1 = \frac{3000}{60} = 50$$

welches Ergebnis die Richtigkeit unserer Behauptung auf Seite 114 beweist.

Die bisherigen Ergebnisse lassen auf eine wichtige Betriebseigenschaft des Synchronmotors folgern. Nachdem nämlich der Motor nicht allein angeht und nur bei voller, von der Pol- und der Periodenzahl abhängenden Tourenzahl arbeitsfähig ist, folgt, daß man bei der Inbetriebsetzung des Motors den Magnet mit äußerer Kraft auf die benötigte Tourenzahl bringen muß und nur in dem Augenblicke an das Wechselstromnetz schalten kann, in welchem der Wechselstrom die zur Erzeugung eines Drehmomentes nötige entsprechende Richtung hat. Dieser Zeitpunkt läßt sich ziemlich genau ermitteln, in welcher Weise, werden wir später beschreiben.

Nachdem die Tourenzahl des Synchronmotors von der Periodenzahl des Wechselstromes und von der Polzahl abhängt und erstere immer konstant gehalten wird, folgt, daß der Motor nur bei konstanter Tourenzahl Arbeit leisten kann. Hierbei kann man die Belastung verändern, die Tourenzahl bleibt immer, im Gegensatze zu anderen Motoren,

dieselbe und wird der Motor derartig überlastet, daß er die Belastung nicht mehr durchziehen kann, fällt er aus dem Synchronismus und bleibt stehen. Will man dann den Motor wieder arbeitsfähig machen, dann muß man ihn erst mit Hilfe äußerer Kraft auf Synchronismus bringen und ihn dann an das Wechselstromnetz schalten.

Um die Betriebsverhältnisse des Synchronmotors untersuchen und die Grenze, bei welchem er aus dem Synchronismus fällt, bestimmen zu können,

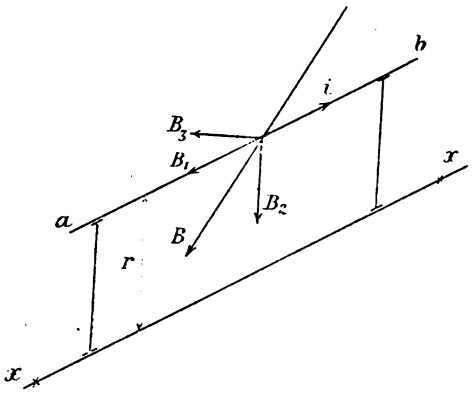


Fig. 57.

wollen wir die Kräfte und wirkenden Drehmomente ermitteln, die bei einem im homogenen magnetischen Felde sich bewegenden Leiter auftreten, wenn die den Leiter durchfließende Stromstärke i konstant bleibt.

Sei in Fig. 57 ein Leiter, dessen Länge l bekannt ist, dargestellt. Dieser Leiter $a\,b$ rotiert um die horizontale Achse $x - x$ im homogenen magnetischen Felde, dessen Intensität und Richtung durch den Vektor $\mathfrak{B}$ gegeben ist. Dieses auf das Leiterelement ds wirkende Feld kann auf drei aufeinander senkrechte Komponenten geteilt werden, von denen

$\mathfrak{B}_1$ in der Richtung des Leiters, $\mathfrak{B}_2$ radial auf denselben und $\mathfrak{B}_3$ tangential zu jenem Kreise wirkt, den der Leiter bei der Rotation beschreibt.

Die Gesamtwirkung ergibt sich als die resultierende Wirkung von $\mathfrak{B}_1$, $\mathfrak{B}_2$ $\mathfrak{B}_3$. Da aber $\mathfrak{B}_1$ in der Richtung des Leiters liegt und im allgemeinen die Größe der wirkenden elektromagnetischen Kraft durch die Gleichung*)

$$dP = \mathfrak{B}_x \, i \, ds \sin \varphi$$

ausgedrückt werden kann, wo φ jenen Winkel, den die wirkende Feldstärke mit der Richtung des Leiterelementes einschließt, bedeutet, folgt, daß für $\mathfrak{B}_1$ diese Kraft

$$dP_1 = \mathfrak{B}_1 \, i \, ds \sin o = o$$

ist und für die anderen zwei Feldkomponenten

$$dP_2 = \mathfrak{B}_2 \, i \, ds \sin 90^0 = \mathfrak{B}_2 \, i \, ds$$

$$dP_3 = \mathfrak{B}_3 \, i \, ds \sin 90^0 = \mathfrak{B}_3 \, i \, ds$$

wird.

Die Richtung der elektromagnetischen Kraft ist auf die Richtung der Feldstärke senkrecht, weshalb dP_2 tangential zur Rotationsbahn und dP_3 radial wirkt.

Das Drehmoment ergibt sich als das Produkt der wirkenden Kraft und der senkrechten Entfernung derselben von der Drehungsachse, so daß nur die Kraft dP_2 ein Drehmoment ausüben kann. Bei dP_3 ist nämlich die genannte senkrechte Entfernung Null, d. h. die Verlängerung von dP_3 schneidet die Drehungsachse, weshalb auch das Drehmoment Null sein muß.

Das Drehmoment von dP_2 wird daher folgendermaßen ausgedrückt:

*) Vergl. Zsakula, Gleichstrommessungen, Seite 89.

$$d\,M = d\,P_2\,r$$

wo r den Halbmesser der Rotationsbahn bedeutet.

Das ganze Drehmoment wird ermittelt, wenn man die Größe der wirkenden Gesamtkraft P_2 mit r multipliziert.

Das magnetische Feld ist homogen, folglich $\mathfrak{B}_2$ konstant. Integriert man von o bis l, dann bekommt man P_2, d. h.

$$P_2 = \mathfrak{B}_2\, i \int_o^l d\,s = \mathfrak{B}_2\, i\, l$$

und das ausgeübte Drehmoment

$$M = P_2\, r = \mathfrak{B}_2\, i\, l\, r.$$

Der in Fig. 57 dargestellte Fall ist nicht völlig identisch mit jenem in Fig. 56. Bei letzterem war nämlich ein konstantes Feld und ein Wechselstrom vorhanden, bei ersterem dagegen Stromstärke und Feld konstant. Außerdem rotiert bei Fig. 56 das Feld, bei Fig. 57 dagegen der stromdurchflossene Leiter. Das gefundene Ergebnis ist aber doch auch für Fig. 56 anwendbar, der Unterschied wird sich nur darin ergeben, daß bei Wechselstrom und rotierendem Felde das Drehmoment nicht wie bei Fig. 57 konstant, sondern der Veränderung der Stromstärke und der Feldstärke entsprechend ebenfalls veränderlich sein wird.

Die Veränderung des Drehmomentes läßt sich auch analytisch ausdrücken.

Das rotierende Feld wird zwar durch Gleichstrom erregt, doch kann es als ein Wechselfeld aufgefaßt werden, wenn man die periodischen Veränderungen der Feldstärke für einen Ort des Armaturumfanges bestimmt. Der Elektromagnet rotiert mit konstanter Winkelgeschwindigkeit, ist daher die Magnetisierung eine konstante, dann verändert sich für einen Punkt des Armaturumfanges die

Feldstärke nach dem Sinusgesetze und kann der Momentwert derselben folgendermaßen ausgedrückt werden

$$b_i = \mathfrak{B}_{max} \sin \psi$$

wenn $\mathfrak{B}_{max}$ die auftretende maximale Feldstärke und ψ jenen Winkel bedeutet, der die Lage von b im Sinusdiagramm der Feldveränderung bestimmt.

Die Stromstärke ist auch eine Wechselgröße, ihr Momentwert läßt sich bei Sinusveränderung daher ebenfalls ausdrücken, als:

$$i_i = J_{max} \sin \delta.$$

Die Effektivwerte beider veränderlichen Größen sind aber

$$b = \frac{\mathfrak{B}_{max}}{\sqrt{2}}$$

und

$$i = \frac{J_{max}}{\sqrt{2}}.$$

Auf den Ausdruck der Zugkraft und des Drehmomentes zurückkehrend, können wir nun auch den Mittelwert dieser Größen ausdrücken, und zwar wird

$$P_m = b_2 i_2 l$$

beziehungsweise

$$M_m = b_2 i_2 l r.$$

Diese Gleichungen sind aber nur dann giltig, wenn Stromstärke und Magnetfeld in Phase sind. Haben beide eine Phasendifferenz von φ, dann wird die wirkende Kraft und daher auch das Drehmoment um so geringer, je größer φ ist und werden diese Größen bei $\varphi = 90^0$, also bei einer Phasendifferenz von einer Viertelperiode Null. Im allgemeinen läßt sich daher die wirkende Kraft als

$$P = b\,i\,l\cos\varphi$$

und das Drehmoment als

$$M = b\,i\,l\,r\cos\varphi$$

ausdrücken.

Diese Gleichungen können wir nun dazu benutzen, um jene Grenze festzustellen, bei welcher auf den rotierenden Teil des Synchronmotors keine

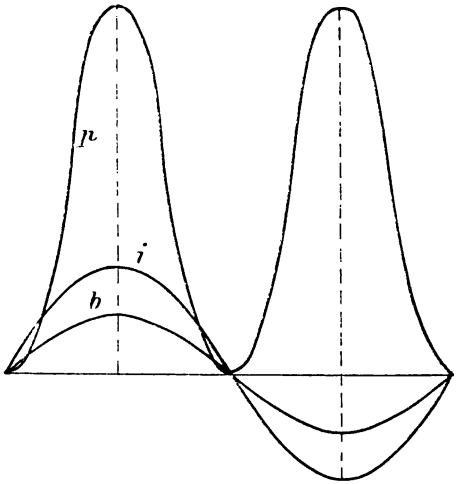


Fig. 58.

Zugkraft ausgeübt wird, bei welcher also derselbe aus Tritt fällt und welche zugleich die Belastungsgrenze des Motors ergibt.

Bei konstanter Stromstärke und konstantem Felde verändert sich die Zugkraft mit dem Kosinus des Winkels φ. Ist daher die Belastung eine veränderliche und werden obige Größen konstant gehalten, dann ergibt sich für eine bestimmte Belastung ein bestimmter Winkel φ. Ist $\varphi = o$, dann

erreichen b und i zugleich ihre Null- und gleichgerichtete Maximalwerte und die Zugkraft verändert sich nach der Kurve in Fig. 58.

i und b sind die Kurven der Stromstärke und der Feldintensität. Da $\varphi = o$ erreichen beide ihre Nullpunkte zugleich und die Zugkraft P ist durch die Formel

$$P = b\,i\,l$$

bestimmt. Es ist einleuchtend, daß P Null ist, so-

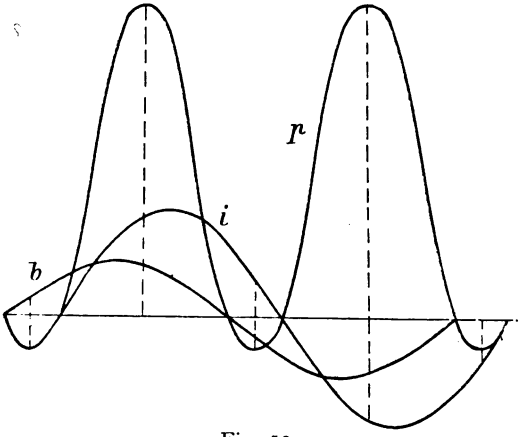


Fig. 59.

bald b und i Null werden, ihre Veränderung kann demnach durch die Kurve p dargestellt werden.

Ist zwischen Stromstärke und Feld die Phasenverschiebung φ vorhanden, dann verschieben sich die Kurven b und i nach Fig. 59. Bestimmt man wieder die Kurve p, so sieht man, daß dieselbe positive und negative Teile hat, d. h. der rotierende Teil des Synchronmotors, sei es der Elektromagnet oder die stromdurchflossene Spule, erhalten entgegengesetzt gerichtete Drehmomente, derselbe

steht daher unter der Einwirkung entgegengesetzt gerichteter Zugkräfte. Die resultierende Zugkraft und das resultierende Drehmoment ergeben sich aus der Differenz der betreffenden positiven und negativen Werte und die Arbeitsleistung des Motors wird der Gleichung

$$P = b\,i\,l\cos\varphi$$

beziehungsweise

$$M = b\,i\,l\,r\cos\varphi$$

entsprechend verringert.

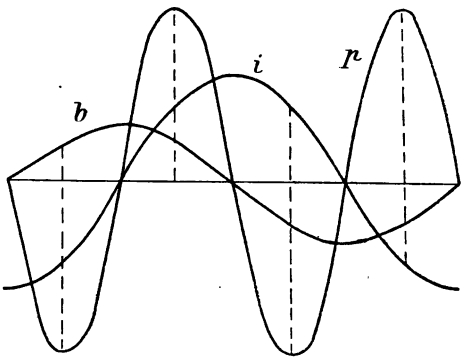


Fig. 60.

Ist endlich im Grenzfalle $\varphi = 90^0$, d. h. beträgt die Phasenverschiebung zwischen Stromstärke und Feld eine Viertelperiode, dann ist $\cos\varphi = o$ und sowohl

$$P = o$$

als auch

$$M = o.$$

In diesem Falle kann der Motor keine Arbeit leisten, er fällt aus dem Tritt und bleibt stehen.

Diese Verhältnisse sind in Fig. 60 dargestellt. Nachdem b und i um eine Viertelperiode verschoben

sind, ergibt sich für die Veränderung von p eine Kurve, die gleich große positive und negative Teile hat. Der rotierende Teil des Motors ist in diesem Falle gleich großen aber entgegengesetzt gerichteten Zugkräften ausgesetzt, weshalb er stehen bleiben muß.

Bei den verschiedenen Belastungen behält der Synchronmotor seine konstante Tourenzahl, da diese nur von der Periodenzahl des zugeführten Wechselstromes abhängt, diese aber als konstant angenommen wurde. Die Phasenverschiebung zwischen Stromstärke und Feld kommt im Betriebe dadurch zur Geltung, daß der bewegliche Teil bei wachsender Belastung immer mehr zurückbleibt, bis er an der Belastungsgrenze jene Lage erreicht, in welcher die auf ihm wirkenden Zugkräfte gleich groß und einander entgegengesetzt gerichtet sind, wodurch er dann aus dem synchronen Gange fallen und stehen bleiben muß. Eine Entlastung nach Außertrittfallen hilft nichts, der Motor arbeitet sich nicht auf die synchrone Tourenzahl hinauf, er muß auf diese erst mit äußerer Kraft gebracht werden, um wieder Arbeit leisten zu können.

Die periodisch wirkende Zugkraft verursacht eine pendelnde Rotation des Motors, gerade so, wie bei den parallel geschalteten Generatoren (siehe diese, Band III). Diese pendelnde Bewegung ist für den Betrieb sehr nachteilig, er kann unter Umständen den Motor aus dem sychronen Gange bringen, bevor er die Belastungsgrenze erreicht hat. Arbeitet nämlich der Motor auf eine Maschine, deren Belastung periodisch sich verändert und folgen sich diese Veränderungen zu gleicher Zeit und in dem Sinne, als die pendelnden Bewegungen des Motors, dann werden letztere immer mehr vergrößert, der bewegliche Teil des Motors eilt vor, bleibt wieder zurück in immer stärkerem Maße und kann endlich in eine derartig ungünstige Lage

kommen, daß der Motor aus dem Synchronismus fällt.

Dieselbe Wirkung ruft eine plötzliche starke Belastung oder Entlastung des Motors hervor. Bei ersterem kann der bewegliche Teil infolge des plötzlichen starken Widerstandes seine konstante Tourenzahl nicht aufrechterhalten, bei letzerem eilt er aber infolge seiner Trägheit vor und gerät hierdurch in eine ungünstige Lage, die das Außertrittfallen des Motors verursacht.

Wir haben bisher die Betriebsverhältnisse unter den Bedingungen untersucht, daß die Stromstärke in ihrem effektiven Werte konstant bleibt und daß das Feld während verschiedener Belastungen durch die Konstanthaltung des Erregerstromes auf derselben Intensität erhalten wird. Diese Bedingungen entsprechen aber nicht den tatsächlichen Betriebsverhältnissen, da die Motoren gewöhnlich in Parallelschaltung an das Stromverteilungesetz geschaltet werden. In Wirklichkeit ist daher nicht die Stromstärke, sondern die Klemmenspannung des Motors konstant, in folgendem wollen wir darum jene Phasenverhältnisse untersuchen, die zwischen den verschiedenen Spannungsgrößen auftreten.

Die konstant gehaltene Spannung im Verteilungsnetze, also auch die Klemmenspannung des Motors sei e. Diese Spannung kann als eine Resultierende aller im Motor auftretenden Spannungen betrachtet werden. Nehmen wir zunächst an, der Motor läuft leer. Ist die Leerlaufstromstärke i und der Ohmsche Widerstand der Armatur r, dann entsteht ein Ohmscher Spannungsverlust

$$\triangle = ir$$

der mit der Stromstärke in Phase ist.

Zeichnen wir also ein Vektordiagramm (Fig. 61) und wählen den Vektor der Stomstärke i fest-

stehend und horizontal, dann wird das mit ir bezeichnete Stück desselben den Vektor des Ohmschen Spannungsabfalles ergeben.

Die Wicklung umschließt einen Eisenkern, in dem ein wechselndes magnetisches Feld entsteht, das auf diese Bewicklung zurückwirkt und eine elektromotorische Kraft erzeugt. Diese elektromotorische Kraft ist gegen die Stromstärke in der Phase um eine Viertelperiode verspätet, ihr Vektor würde darum aus Punkt O ausgehend vertikal nach oben zeigen. Die zugeführte Spannung des Netzes muß diese elektromotorische Kraft kompensieren, sie muß darum eine Komponente erhalten, die mit der letzteren gleich groß, aber entgegengesetzt gerichtet ist. Diese Komponente wird daher im Diagramm e_s sein.

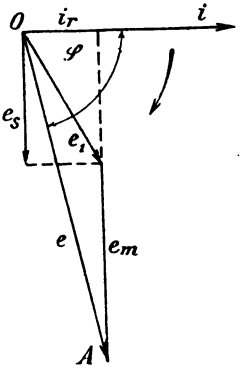


Fig. 61.

e_s und ir geben als Resultierende die Spannung e_1, diese würde mit der Netzspannung in dem Falle gleich sein, wenn keine weitere Spannungskomponente entstehen würde. Eine solche entsteht aber dadurch, daß außer dem Armaturfelde noch auch das rotierende Feld der Elektromagnete vorhanden ist. Dieses Feld erzeugt in den Armaturwindungen eine elektromotorische Kraft in derselben Weise, als bei einem Wechselstromgenerator und wird diese elektromotorische Kraft, die wir mit e_m bezeichnen wollen, mit e_s in Phase sein. Will man daher diese Komponente auch in Betracht ziehen, dann muß man vom Endpunkte des Vektors e_1 eine mit e_s parallele Gerade ziehen und auf dieser die elektromotorische Kraft e_m im Spannungsmaßstabe auftragen.

Nachdem nun alle auftretenden Spannungen in bezug auf Größe und Phase bekannt sind, muß sich die konstante Netzspannung als die Verbindungslinie $OA = e$ ergeben. Aus dem Diagramm läßt sich auch jener Phasenwinkel φ bestimmen, um welchen die Stromstärke hinter der Klemmenspannung bei Leerlauf des Synchronmotors zurückbleibt.

Wird der Synchronmotor belastet, dann verändert sich das Diagramm, da bei Belastung der Elektromagnet zwar seine konstante Geschwindigkeit behält, doch gegen seine Lage bei Leerlauf zurückbleibt. Die Folge wird sein, daß nun e_m nicht mehr mit dem Vektor e_s parallel bleibt, sondern mit ihm einen bestimmten Winkel bildet, dessen Größe von der Belastung abhängt.

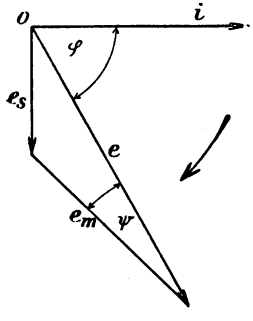


Fig. 62.

Vernachlässigt man den Ohmschen Spannungsverlust, d. h. setzt man $ir = 0$, dann fallen die Vektoren e_s, e und e_m bei Leerlauf des Synchronmotors in dieselbe Gerade. Diese Vernachlässigung kann um so mehr gemacht werden, da der Ohmsche Spannungsverlust gegen die auftretenden anderen Spannungswerte gewöhnlich verschwindend klein ist.

Je größer die Belastung, um so mehr bleibt e_m gegen e_s und e in der Phase zurück, oder mit anderen Worten, um so größer wird der Winkel ψ, den die Vektoren e_m und e miteinander einschließen (Fig. 62). Bei maximaler Belastung wird e_m auf e senkrecht und $\psi = 90^0$. Bei Leerlauf war $\psi = 0$, so daß die Leistung des Motors mit der Gleichung

$$W = e\, e_m \sin \psi$$

ausgedrückt werden kann, wo e und e_m konstant sind.

Wird der Motor über diese Grenze belastet, dann bleibt das rotierende Magnetrad um mehr als eine Viertelperiode zurück, ψ wird größer als 90^0, die Magnetpole kommen in eine für den Synchronismus ungünstige Lage und der Motor fällt aus dem Synchronismus. Die Grenze der Belastung ist also durch $\psi = 90^0$ gegeben.

Sehen wir die Betriebsverhältnisse, die eintreten, wenn ψ kleiner als Null wird, d. h. wenn e_m der Klemmenspannung e in der Phase voreilt. Dies kann natürlich in normalem Betriebe nicht vorkommen, da dies soviel bedeuten würde, daß die Magnetpole gegen die Armatur nicht zurückbleiben, sondern voreilen. Die Pole können aber in diese Lage nur durch äußere Kraft gebracht werden, d. h. man muß den Motor antreiben. Er verliert hierdurch natürlich seinen Motorcharakter, vielmehr ist er nun ein gewöhnlicher Generator, der Strom in die Leitung zurückschickt. Dies ist für jene Werte des Winkels ψ giltig, bei welchen $sin\ \psi$ negativ ist, d. h. für $\psi = 180^0$ bis $\psi = 360^0$. Bleibt daher der Magnet im Betriebe um eine halbe bis eine ganze Periode in der Phase zurück, dann verhält sich der Synchronmotor als ein Generator, vorausgesetzt, daß die synchrone Tourenzahl durch äußere Kraft aufrechterhalten bleibt. Dasselbe steht für den Fall, wenn das Magnetrad um eine halbe bis ganze Periode gegen die Armatur voreilt.

Da e und e_m konstant gehalten werden, läßt sich unsere letzte Gleichung auch folgendermaßen schreiben:

$$W = C\ sin\ \psi$$

wo C eine Konstante bedeutet.

Diese Gleichung kann zur Konstruktion eines Diagrammes benutzt werden, aus dem man für ein

beliebiges ψ die Belastung oder umgekehrt, für eine gegebene Belastung den dazugehörigen Winkel ψ ermitteln kann.

In Fig. 63 ist der Durchmesser des Halbkreises $OA = C$ die mit obiger Konstante proportionale Länge. Trägt man bei Punkt O den Winkel ψ_1, der einer bestimmten Belastung entspricht auf, dann schneidet die diesen Winkel bestimmende Gerade

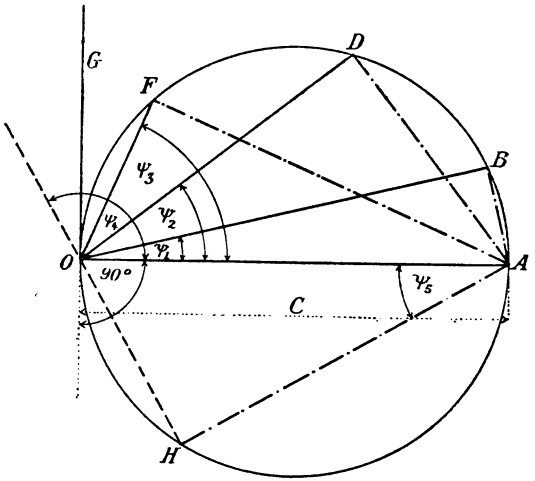


Fig. 63.

den Kreis in Punkt B. Verbindet man nun B mit A, dann entsteht das rechtwinklige Dreieck OAB, dessen eine Seite AB mit der Belastung proportional ist, wie dies auch aus folgendem hervorgeht.

Der Sinus des Winkels ψ_1 ist

$$\sin \psi_1 = \frac{AB}{OA} = \frac{AB}{C}$$

oder hieraus

$$A\,B = C\,sin\,\psi_1 = W_1$$

die Belastung für den Winkel ψ_1 ist.

Bei anderen Belastungen wird der Winkel bei O die Werte ψ_2, ψ_3... annehmen und die entsprechenden Dreieckseiten

$$A\,D = C\,sin\,\psi_2 = W_2$$
$$A\,F = C\,sin\,\psi_3 = W_3$$

werden mit den entsprechenden Belastungen proportional sein.

Bei maximaler Belastung ist $\psi = 90^0$ oder, wie auch aus der Figur ersichtlich, $O\,G$ senkrecht auf $O\,A = C$. Die Belastung des Motors ist in diesem Falle mit dem Durchmesser C proportional. Weiter kann der Motor nicht belastet werden, denn er fällt aus dem Synchronismus.

Wächst ψ noch weiter und wird größer als 90^0, dann muß das Magnetrad mit äußerer Kraft angetrieben werden und der Motor arbeitet auf eine negative Belastung, d. h. er sendet als Wechselstromgenerator Energie in das Netz zurück.

Im Diagramm sei für diesen Fall der Winkel ψ_4 angenommen, wo $\psi_4 > 90^0$ ist. Um in diesem Falle die Leistung der Maschine als Generator erhalten zu können, zeichnet man auch die untere Hälfte des Kreises und verlängert die Winkelseite nach unten, bis dieselbe den Kreis in Punkt H schneidet. Verbindet man H mit A, dann ist $O\,H$ mit der Generatorleistung proportional. Dem Winkel ψ_4 ergibt sich ein entsprechender Winkel ψ_5 im unteren Halbkreise, so daß die Generatorleistung als

$$W_g = C\,sin\,\psi_5$$

ausgedrückt werden kann, wo

$$\psi_5 = 90^0 - \psi_4.$$

Für die Generatorleistung muß also der Winkel ψ bei Punkt A liegen.

Aus den letzten Gleichungen läßt sich jener Winkel bestimmen, bei welchem die Generatorleistung maximal wird.

ψ_5 in die Leistungsgleichung eingesetzt, wird

$$W_g = C \sin (90^0 - \psi_4)$$

oder da

$$\sin (90^0 - \psi_4) = \cos \psi_4$$

ergibt sich

$$W_g = C \cos \psi_4.$$

W_g wird maximal, wenn $\cos \psi_4 = 1$ oder wenn $\psi_4 = 0^0$ oder $\psi_4 = 180^0$. Von diesen beiden Fällen kann nur letztere in Betracht gezogen werden, da bei $\cos \psi_4 = 0$ die Maschine als Motor mechanische Arbeit leistet. Es bleibt daher nur der Fall übrig, daß $\psi_4 = 180^0$ wird, was besagt, daß die Generatorleistung eine Maximale wird, wenn das Magnetrad gegen die Armatur in der Phase um eine halbe Periode zurückbleibt.

Wird ψ weiter vergrößert, dann nähert sich das Verhalten der Maschine wieder zu dem des Synchronmotors und erreicht bei $\psi = 360^0$ den vollen Motorcharakter. Die Verhältnisse in diesem Falle sind mit den anfangs behandelten Verhältnissen, wo $\psi = 0$ war, identisch. Der ganze Unterschied besteht nur darin, daß das Magnetrad gegen die Anfangslage um die doppelte Polteilung verschoben wurde, wozu natürlich außer der Motorbelastung auch eine äußere Kraft nötig war.

Verhalten des Synchronmotors bei verschiedener Erregung.

Bei unseren bisherigen Untersuchungen nahmen wir immer an, daß die Erregung des Motors kon-

stant blieb und bestimmten die Betriebsverhältnisse bei verschiedenen Belastungen Wir hatten hierbei die Erregerstromstärke, beziehungsweise die durch das rotierende Feld sich ergebende Spannung e_m willkürlich gewählt und erhielten als Endresultat, daß die Leistung des Motors eine maximale wurde, wenn zwischen e_m und der Netzspannung e der Phasenunterschied eine Viertelperiode war, vorausgesetzt, daß e_m unverändert blieb.

Die Betriebsverhältnisse des Synchronmotors werden aber durch die Veränderung der Erregung wesentlich verändert, man kann, wie wir sehen werden, die Erregung so wählen, daß die durch den Motor aufgenommene Stromstärke minimal wird und dadurch erreichen, daß beim Betriebe sowohl die Kupferverluste im Motor, als auch die Verluste in der Leitung den möglichst geringsten Wert annehmen.

Die dem Motor zugeführte Spannung, also die Netzspannung e muß alle im Motor auftretenden Spannungsverluste decken. Hierbei sind auch die gegenelektromotorischen Kräfte als Spannungsverluste zu betrachten, denn diese müssen ebenfalls durch die Netzspannung kompensiert werden.

Ein Spannungsverlust entsteht durch den Ohmschen Widerstand des Motors. Ist dieser Widerstand r, dann wird bei dem Strome i dieser Verlust durch ir gegeben sein, er ist um so größer, je größer die Stromstärke, doch bildet er einen sehr kleinen Teil der Netzspannung, da hauptsächlich die gegenelektromotorischen Kräfte mit letzterer das Gleichgewicht halten.

Die Armaturwicklung besitzt eine Selbstinduktion von bestimmter Größe, wodurch eine gegenelektromotorische Kraft $-e_s$ induziert wird. Diese Spannung ist gegen die Stromstärke um eine Viertelperiode phasenverspätet, so daß die

kompensierende Spannungskomponente der Netzspannung um denselben Phasenwinkel voreilen wird. e_s ist daher die Lage des Vektors dieser Spannung.

Was die gegenelektromotorische Kraft e_m betrifft, daß durch das rotierende Feld erzeugt wird, sahen wir, daß ihr Vektor mit dem Vektor e_s einen bestimmten Winkel einschließt, dessen Größe von der Belastung abhängt.

Die Resultierende von e_s und e_m ergibt dann die Spannung e_o als die gesamte auftretende gegenelektromotorische Kraft.

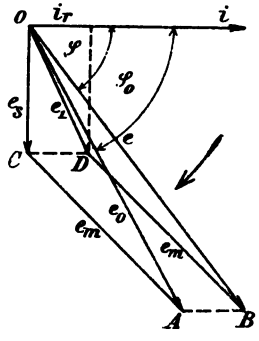


Fig. 64.

Wäre kein Ohmscher Spannungsverlust vorhanden, dann würde $e_o = e$ sein. Da aber ein solcher stets auftritt, muß $e > e_o$ werden, und zwar ergibt sich erstere als die geometrische Summe von e_o und ir.

Die Phasenverhältnisse sind in Fig. 64 dargestellt. Hierbei ist e_1 die Resultierende von e_s und ir, sie ist jene Spannung, die ausreichen würde, um bei unerregtem Motor die inneren Spannungsverluste zu decken. Beim Betriebe ist jedoch auch e_m vorhanden; diese ist bei der gegebenen Belastung gegen e_s phasenverschoben, so daß ihr Vektor durch CA dargestellt werden kann. OA ist daher die gegenelektromotorische Kraft des Motors bei dieser Belastung und Erregung.

Wird aber auch der Ohmsche Spannungsverlust in Betracht genommen, dann muß bei der Zusammensetzung nicht die Spannung e_s, sondern e_1 benutzt werden und e_m wird aus Punkt D parallel mit CA aufgetragen. OB ergibt demnach die Netzspannung e.

Aus dem Diagramm ist zugleich ersichtlich, daß ir aus der vektoriellen Differenz $e - e_o$ sich ergibt. Es ist leicht einzusehen, daß

$$ir = CD = AB$$

und somit OAB das Vektordreieck ist, welches die Größen- und Phasenverhältnisse der Spannungen e_o, e und ir ergibt.

e und e_o sind daher gegen die Stromstärke in verschiedenem Maße phasenverschoben, und zwar sind die betreffenden Phasenwinkel φ und φ_o.

Im Sinne der Energiegleichung muß der aufgenommene Gesamteffekt mit der Summe des mit dem abgegebenen mechanischen Effekt äquivalenten, elektrischen Effektes und des gesamten Effektverlustes gleich sein.

Der aufgenommene Gesamteffekt ist

$$W_1 = e\,i\cos\varphi.$$

Der abgegebene mechanische Effekt wird mit einem elektrischen Effekt äquivalent sein, der durch die Gleichung

$$W_2 = e_o\,i\cos\varphi_o$$

gegeben ist.

Die Verluste im Motor bestehen ebenso wie bei einem Transformator aus Kupfer- und Eisenverlusten. Letztere können mit einem äquivalenten Kupferverlust gleichgesetzt werden und der Gesamtverlust läßt sich als eine Drahtwärme ausdrücken, bei der der Ohmsche Widerstand derjenige der Armaturbewicklung ist, doch die Stromstärke größer als die Belastungsstromstärke genommen wird, und zwar um einen Wert, der durch die Summe aller Verluste bestimmt ist. Bezeichnen wir mit a die tatsächliche Drahtwärme, mit b die Summe der Eisenverluste, dann wird

$$a + b = i^2 r$$

der Gesamtverlust im Motor sein.

Die Energiegleichung hat daher folgende Form:

$$W_1 = W_2 + i^2 r$$

oder

$$e\, i \cos\varphi = e_0\, i \cos\varphi_0 + i^2 r.$$

In dieser Gleichung ist bei veränderlicher Erregung und Belastung nur die Netzspannung e konstant. Da diese Gleichung für jede Erregung feststehen muß, folgt, daß die Winkel φ und φ_0 mit der Erregung sich verändern müssen, d. h. die Phasenverschiebung zwischen Stromstärke und Klemmenspannung ändert sich mit der Erregung.

φ und φ_0 können miteinander nie gleich sein, denn das würde bedeuten, daß im Motor keine Verluste auftreten. Da für eine bestimmte Belastung die Stromstärke nur dann minimal sein kann, wenn der Phasenwinkel $\varphi = 0$, d. h. wenn $\cos\varphi = 1$, ergibt sich, daß die Phasenverschiebung bei einer der Belastung entsprechenden Erregung verschwindet. Ist die Erregung unter dieser Grenze, dann ist die Stromstärke gegen die Spannung in der Phase nacheilend, ist dagegen die Erregung größer, dann wird der Strom voreilend.

In Fig. 65 ist eine Kurve dargestellt, die den Zusammenhang zwischen der Erregung und der Stromstärke für eine bestimmte Belastung gibt. Die Erregerstromstärke ist mit i_m, die Stromstärke in der Armatur mit i bezeichne . Die zweite Kurve gibt die Werte von $\cos\varphi$ für die verschiedenen Erregungen an und es ist ersichtlich, daß bei minimaler Stromstärke i die Phasenverschiebung Null wird. Ist die Erregung größer, dann eilt die Stromstärke der Spannung in der Phase vor. Punkt A gibt die Erregung zur Erzielung der minimalen Stromstärke, und Punkt B auf derselben Ordinate

jenen Teil der Kurve *cos φ*, bei welchem die Phasenverschiebung Null ist. Alle Werte über der durch Punkt *B* gehenden Horizontalen bedeuten Phasenvoreilungen der Stromstärke, jene dagegen unter der Horizontalen sind die Phasenverspätungen der Stromstärke gegen die Netzspannung.

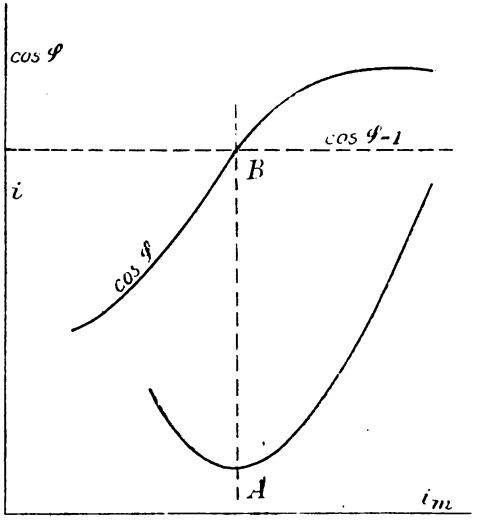


Fig. 65.

Diese Eigenschaft des Synchronmotors ist von praktischer Wichtigkeit, indem man in der Wechselstromleitung vorhandene Phasenverschiebungen kompensieren kann. Man schaltet den als Phasenregler zu benutzenden Synchronmotor parallel zur Wechselstromleitung und verändert seine Erregung in dem Maße, daß durch die hierdurch entstehenden phasenverschobenen Ströme die im Netze vorhandene Phasenverschiebung verschwindet.

Ist die Erregung des Motors schwach, dann sendet er in das Verteilungsnetz phasenverspäteten Strom, er verhält sich demnach als ein Induktionswiderstand. Bei übererregtem Magnet ist die im Motor fließende Stromstärke phasenverfrüht und der Motor wirkt im Stromkreise als eine Kapazität. Ist im Netze phasenverspäteter Strom, dann muß der Motor übererregt werden, im entgegengesetzten Falle wird er untererregt.

Das Verhalten des dreiphasigen Synchronmotors ist mit dem des einphasigen im wesentlichen übereinstimmend. Ein dreiphasiger Synchronmotor kann als ein dreifach bewickelter einphasiger Synchronmotor betrachtet werden. Schaltet man im Betriebe eine Phase aus, dann läuft der mehrphasige Synchronmotor weiter. Der wesentlichste Unterschied zwischen dem ein- und mehrphasigen Synchronmotor besteht darin, daß bei letzterem das Drehmoment und die Zugkraft annähernd konstant sind und daß sie unter gewissen Umständen angehen und sich auf die synchrone Tourenzahl hinaufarbeiten. Wird ein Mehrphasensynchronmotor in dieser Weise in Betrieb gesetzt, dann darf er nicht erregt werden, auch sind vorsichtshalber Konstruktionen anzuwenden, die eine Aufteilung der Erregerwicklung und deren stufenweise automatische Zusammenschaltung im Betriebe ermöglichen. Diese Vorsichtsmaßregel ist deshalb anzuraten, weil bei Anlauf der Geschwindigkeitsunterschied zwischen dem mit voller Geschwindigkeit rotierendem Drehfelde und dem sich eben in Bewegung gesetzten Elektromagnet groß ist. Die Erregerwicklung verhält sich naturgemäß als die Sekundärwicklung eines Transformators, da die Kraftlinien den Magnetkern durchsetzen. Die Erregerwindungszahl ist aber so groß, daß hohe Spannungen induziert werden, die die Isolation der Erregerwicklung durchschlagen und auch schwere

Unglücksfälle verursachen können. Bei unterteilter Erregerwicklung kann die induzierte Spannung keine abnormalen Werte annehmen.

Das Anlaufsdrehmoment bei dem dreiphasigen Synchronmotor ist ein Hysteresis- und Wirbelstromeffekt. Jede Phase erzeugt ein Magnetfeld, das den Eisenkern des Magnetes durchsetzt und in diesem Hysteresis- und Wirbelstromverluste verursacht. Der remanente Magnetismus, der von der vorhergehenden Phase zurückgelassen wurde und das Magnetfeld der nachfolgenden Phase wirken nun aufeinander, wodurch ein Drehmoment erzeugt wird und die Maschine in Bewegung gerät.

Sind in den Polschuhen kurzgeschlossene Windungen vorhanden, wie solche Hutin und Leblanc in den Wechselstromgeneratoren verwenden, dann ist das Anlaufsdrehmoment stärker, da die in den kurzgeschlossenen Windungen induzierten Ströme ebenfalls ein Drehmoment erzeugen, das das erstere Drehmoment unterstützt.

Asynchrone oder Induktionsmotoren.

Bei den Gleichstrom- und den ein- und mehrphasigen Synchronmotoren konnte man immer zwei streng bestimmbare Hauptteile unterscheiden, und zwar die Armatur und den Elektromagnet. In erstere leitete man die elektrische Energie, um sie in mechanische Arbeit umwandeln zu können, während die letzteren nur zur Erzeugung magnetischer Felder dienten. Eines dieser Teile war fix, das andere beweglich angeordnet und das Drehmoment wurde durch die Wechselwirkung des Feldes und der die Armaturleiter durchfließenden Ströme erzeugt.

In folgendem werden wir uns mit Wechselstrommotoren befassen, bei denen zwar das Dreh-

moment auch durch obige Wechselwirkung entsteht, doch sind die Konstruktionen und die Wirkungsweise von den erwähnten Motoren wesentlich verschieden. Der größte Unterschied, der auf den ersten Blick auffällt, ist der, daß hier keine Elektromagnete vorhanden sind. Diese Motoren benötigen daher auch keine Gleichstromquelle im Betriebe zur Erzeugung eines magnetischen Feldes. Man findet Motoren, die Schleifringe besitzen, in derselben Ausführung als beim Synchronmotor, doch ist der Zweck derselben eine wesentlich andere. Beim Synchronmotor wurde zumeist der erregende Gleichstrom durch diese Schleifringe zur rotierenden Erregerwicklung geführt, beim Induktionsmotor dagegen bilden diese Abzweigungen der rotierenden Bewicklung und dienen dazu, um mit ihrer Hilfe den Widerstand dieser Bewicklung nach Bedarf verändern zu können.

Man unterscheidet beim Induktionsmotor zwei bewickelte Teile. Einer derselben steht still und wird Stator, Ständer oder Lauf genannt, der andere sitzt auf einer Welle und führt die Bezeichnung Rotor oder Läufer. Einer dieser Hauptteile des Motors ist im Betriebe die Armatur, der andere dagegen übernimmt die Rolle des Elektromagneten bei Synchronmotoren. Für den Betrieb ist gleichgiltig, welcher Teil die Armatur darstellt, man kann den Betriebsstrom sowohl in den Lauf als auch in den Läufer führen, der andere Teil wird dann die Rolle des Elektromagneten übernehmen. Wird der Betriebsstrom in den Läufer geführt, dann sind Schleifringe unerläßlich, während diese wegbleiben können, wenn der Lauf den stromaufnehmenden Teil bildet.

Um Mißverständnissen und dem Gebrauche unkorrekter Ausdrücke ausweichen zu können, ist empfehlenswert, anstatt Armatur und Elektromagnet bei Asynchronmotoren „induzierender" und

„induzierter" Teil Benennungen zu gebrauchen. Die allgemeinste Bezeichnung „Lauf" und „Läufer" werden wir aber in allen unseren nachfolgenden Behandlungen benutzen.

Unter „induzierender Teil" verstehen wir im folgenden jenen Teil des Motors, in den die in mechanischen Effekt umzuwandelnde Energie eingeführt wird, der also an das Wechselstromnetz angeschaltet wird. Nachdem die Induktionsmotoren im Betriebe als Transformatoren sich verhalten,

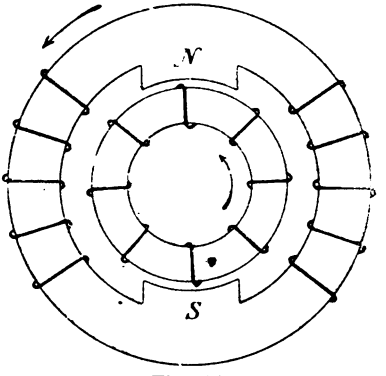


Fig. 66.

d. h. ihre Betriebsverhältnisse aus Induktionswirkungen sich ergeben, wird der andere Teil, der „induzierte Teil", ebenso wie bei den Transformatoren die Sekundärwicklung.

Um die Wirkungsweise des Induktionsmotors veranschaulichen zu können, wollen wir folgendes Experiment ausführen.

In Fig. 66 ist ein Apparat dargestellt, der aus einem mit Gleichstrom erregten und beweglichen Magnetsystem und einem ebenfalls beweglichen bewickelten Eisenringe besteht. Es ist eine gemein-

same Drehungsachse vorhanden, doch ist die Konstruktion so ausgeführt, daß beide Teile, die wir Magnet und Armatur benennen wollen, sich selbständig drehen können.

Die Armatur ist nach Art einer gewöhnlichen Ringarmatur bewickelt, doch besitzt sie keinen Kollektor. Erregt man den Magnet und dreht bei feststehendem Magnetsystem die Armatur, dann werden in der Ringwicklung Ströme induziert, die sich in derselben ausgleichen. Die gesamte erzeugte elektrische Energie wird hierbei in den Armaturdrähten in Wärme umgewandelt.

In der Bewicklung der Armatur werden auch dann Ströme induziert, wenn die Armatur festgehalten und das Magnetsystem gedreht wird, da die Erzeugung des induzierten Stromes nur von dem Umstande abhängt, ob die Windungen von Kraftlinien geschnitten werden oder ob die durch die Windungen umschlossene Kraftlinienzahl verändert wird. Bei festgehaltener Armatur und rotierendem Felde ist diese Grundbedingung erfüllt.

Sehen wir aber die Erscheinungen, die auftreten, wenn wir keines der Bestandteile dieses Apparates festhalten. Nehmen wir an, daß das Magnetsystem mit äußerer Kraft angetrieben wird und daß vorläufig kein Erregerstrom seine Bewicklung durchsetzt. Wir werden sehen, daß in diesem Falle die Armatur stillstehend bleibt.

Wird aber inzwischen das Feld erregt, dann fängt auch die Armatur an zu rotieren, ihre Winkelgeschwindigkeit wird immer größer und erreicht bei konstantbleibender Feldgeschwindigkeit einen konstanten Wert.

Diese Erscheinung läßt sich leicht erklären, wenn man die Induktionsgesetze auf dieselbe anwendet. Wir wissen, daß die Induktionsströme immer eine hemmende Wirkung ausüben, d. h. daß

sie in ihren Wirkungen jener Wirkung entgegenarbeiten, durch die sie entstanden (siehe I. Band, I. Kapitel). In vorliegendem Falle entsteht der induzierte Strom dadurch, daß sich ein Feld vor einer in sich geschlossenen Bewicklung bewegt. Dieser Strom wird daher eine Wirkung entfalten, die diese Induktionsursache vernichten will und da letztere in der Bewegung des Feldes besteht, muß sich die Armatur in der Richtung der Bewegung des Magnetes ebenfalls bewegen. Durch diese Rotation der Armatur kommt natürlich bei der Induktionswirkung nur die Geschwindigkeitsdifferenz des Feldes und der Armatur zur Geltung und die Ursache der Induktion ist tatsächlich verschwunden, wenn diese Differenz Null wird, d. h. wenn Feld und Armatur mit gleicher Geschwindigkeit in derselben Richtung sich bewegen. Dieser theoretische Grenzfall kann natürlich nicht erreicht werden, denn hierdurch würde eben eine Grundbedingung der so entstandenen Bewegung aufhören zu existieren. In diesem Falle würde nämlich überhaupt keine Induktion stattfinden, somit würde auch keine Antriebskraft vorhanden sein, die die Armatur in dieser synchronen Bewegung erhält.

Die Armatur muß daher hinter dem Felde etwas zurückbleiben, die Größe dieser Verzögerung hängt allerdings von jenen Bewegungshindernissen ab, die die Armatur zu überwinden hat. Je größer diese Hindernisse, um so größer ist die Geschwindigkeitsdifferenz zwischen Feld und Armatur, um so stärker werden daher die induzierten Ströme werden.

Die eben beschriebene Erscheinung tritt auch bei den Asynchronmotoren auf. Bei diesen ist kein ständiges Magnetfeld, durch Gleichstrom erzeugt, vorhanden, sondern es werden zwei oder drei Wechselströme, die zeitlich und räumlich verschiedene Wechselfelder erzeugen, verwendet, die

in ihrer Gesamtwirkung ein rotierendes Magnetfeld hervorrufen (siehe Band II, Seite 27 und 85). Dieses Drehfeld wirkt in derselben Weise, wie bei Fig. 66 das Magnetfeld. Das Magnetgestell kann natürlich in diesem Falle stillstehen, denn würde es gegen die Richtung des Drehfeldes rotieren, dann könnte überhaupt keine Induktionswirkung stattfinden, vorausgesetzt natürlich, daß die Geschwindigkeiten des Feldes und des Gestelles gleich groß sind. In diesem Falle würde nur ein hin- und herwogendes Wechselfeld in einer Richtung entstehen, das in der Armatur zwar Wechselströme induzieren kann, doch zur Erzeugung eines Drehmomentes in sich allein ungenügend ist. Wenn dagegen das Gestell des Magnetes in gleicher Richtung mit derselben Geschwindigkeit als das Drehfeld rotiert, dann ist die Geschwindigkeit, mit der die Kraftlinien die Armaturdrähte schneiden, eine doppelte. Beide Fälle sind aber nur von theoretischem Interesse, da man in der Ausführung das Motorgehäuse nur mit Anwendung einer äußeren Kraft bewegen könnte.

Um in einem Drehfeld eine Armatur in Rotation bringen zu können, muß diese Armatur mit einer in sich geschlossenen Wicklung versehen werden. Schon Ferraris zeigte, daß ein Leiter im Zweiphasenfelde in Rotation geriet, wenn die Reibungswiderstände nicht allzugroß sind. Man erreicht aber eine günstige Wirkung bei im Drehfeld bewegter Armatur nur dann, wenn das Magnetgehäuse oder der Lauf entsprechend ausgebildet sind und wenn die Armatur eine zweckentsprechende Bewicklung hat.

In jedem Falle ist die Läuferbewicklung, falls der Drehstrom in den Lauf geleitet wird, im Betriebe eine in sich kurzgeschlossene. Kleinere Motoren haben überhaupt nur kurzgeschlossene Läuferwicklung, bei größeren Motoren ist aber die

Läuferwicklung aufgeteilt und die entstehenden Enden zu Schleifringen geführt, um bei Anlassen des Motors den Widerstand des Läufers verändern zu können.

Da Kurzschlußanker bei Anlauf etwa das zwei- bis dreifache des normalen Betriebsstromes benötigen, sind diese mit Rücksicht auf die Stromerzeuger nur bei kleinen Leistungen anwendbar. Für größere Leistungen sind die mit Schleifringen und Anlaßwiderständen versehenen Anker zu verwenden, da diese bei der normalen Stromstärke die normale Zugkraft ergeben. Eine Erhöhung der Zugkraft erheischt auch die entsprechende Erhöhung der Anlaufstromstärke.

V. Kapitel.

Der Drehstrommotor.

Von den mehrphasigen Asynchronmotoren wollen wir uns nur mit dem dreiphasigen oder Drehstrommotor eingehend befassen, da dieser in der elektrischen Arbeitsübertragung mittels Wechselstrom die größte Bedeutung hat.

Ein Drehstrommotor besteht wie alle Induktionsmotoren aus einem Lauf und einem Läufer. Die elektrische Energie wird einem dieser Teile zugeführt, während der andere in sich kurzgeschlossen oder mit Schleifringen versehen ist, in welchem Falle der Widerstand dieser Wicklung willkürlich verändert werden kann.

Wird ein Drehstrom in Betrieb gesetzt, dann nimmt seine Tourenzahl stetig zu und kommt bei Leerlauf nahe zur synchronen Umdrehungszahl. Mißt man die Tourenzahl des Motors und vergleicht diese mit der auf denselben Zeitraum bezogenen Tourenzahl des rotierenden Feldes, dann ergibt sich eine Differenz, die um so größer ist, je größer die Bewegungshindernisse sind, d. h. je größer die Belastung des Motors wird.

Ist die Tourenzahl des Drehfeldes in der Minute n_1, die Tourenzahl des Läufers ebenfalls in einer Minute n_2, dann ist die minutliche Differenz der Umdrehungszahlen $n_1 - n_2$ oder in Prozenten

auf die Umdrehungszahl des Feldes bezogen

$$s = \frac{(n_1 - n_2)\ 100}{n_1}\ \%.$$

s wird die Schlüpfung (Slip) des Motors genannt. Eine einfache Überlegung zeigt, daß s einen Minimalwert nur bei Leerlauf haben kann und daß sein Wert mit wachsender Belastung größer wird. Der Läufer hat die Tendenz, je näher zur Umdrehungszahl des Feldes zu kommen, wie dies im vorigen Kapitel bereits gezeigt wurde, kann aber nur bei Leerlauf die größte Geschwindigkeit erreichen, da nur in diesem Falle die kleinsten Bewegungswiderstände vorhanden sind. Könnte der Läufer den synchronen Gang erreichen, dann würde $n_1 - n_2 = 0$ und demnach auch die Schlüpfung $s = 0$ sein. Bei wachsender Belastung wird s immer größer und kann auch bis zu 10% ansteigen.

Bei stillstehendem Motor ist $n_2 = 0$. Im Zeitpunkte des Einschaltens des Motors ist daher die Schlüpfung maximal, und zwar

$$s = \frac{(n_1 - 0)\ 100}{n_1} = 100\%.$$

Die Umdrehungszahl des Läufers mißt man in gewöhnlicher Weise, die Umdrehungszahl des Drehfeldes dagegen kann man nur berechnen.

Sei die Periodenzahl des zugeführten Wechselstromes ∞, die Polzahl des Motors k und die gesuchte Umdrehungszahl des Feldes in der Minute n_1.

Bei einem zweipoligen Motor vollführt das Feld während einer Periode des Stromes eine volle Umdrehung (siehe II. Band, Seite 84). Bei vier Polen würde es sich während einer Periode nur um die Hälfte verdrehen, sie würde daher nur eine halbe Umdrehung machen. Ist die Polzahl im

allgemeinen k, dann ist die Umdrehungszahl während einer Periode $\frac{2}{k}$, für die Periodenzahl ∞ daher

$$v = \frac{2}{k} \infty$$

Die Periodenzahl ist aber auf die Sekunde bezogen, doch wir wollen n_1 haben, die die minutliche Umdrehungszahl des Feldes bedeutet, weshalb wir obige Gleichung noch mit 60 multiplizieren müssen, so daß n_1 als

$$n_1 = \frac{2.60}{k} \infty = \frac{120 \infty}{k}$$

sich ergibt.

Die Schlüpfung läßt sich auch mit Hilfe der Winkelgeschwindigkeiten ausdrücken. Wir beziehen hierbei die Geschwindigkeit des Feldes auf die Peripherie des Läufers, damit die Geschwindigkeitsunterschiede auf gleicher Grundlage miteinander verglichen werden können.

Die Geschwindigkeit des Feldes auf die Läuferperipherie bezogen, sei v, die Winkelgeschwindigkeit ω_1. Ist der Halbmesser des Läufers r, dann wird

$$\omega_1 = \frac{v}{r}$$

oder da

$$v = \frac{2 r \pi n_1}{60}$$

ist

$$\omega_1 = \frac{r \pi n_1}{30 r} = \frac{\pi}{30} n_1 = c n_1$$

wo n_1 die minutliche Umdrehungszahl des Feldes bedeutet.

In analoger Weise ergibt sich für die Winkelgeschwindigkeit des Läufers die Beziehung:

$$\omega_2 = \frac{\pi}{30} n_2 = c n_2$$

Die Schlüpfung kann demnach als

$$s = \frac{(n_1 - n_2)\,100}{n_1} = \frac{c_1(\omega_1 - \omega_2)\,100}{c_1\,\omega_1}$$

ausgedrückt werden, wo

$$c_1 = \frac{1}{c}.$$

Als Endergebnis wird die Schlüpfung

$$s = \frac{(\omega_1 - \omega_2)\,100}{\omega_1}\,\%$$

sein, sie kann daher mit den Winkelgeschwindigkeiten in derselben Weise ausgedrückt werden, wie mit den minutlichen Umdrehungszahlen.

Nehmen wir an, das Drehmoment ist bei einer gegebenen Belastung M. Wirkt auf der Peripherie des Läufers die Kraft P, dann ist bei dem Läuferhalbmesser r

$$M = P\,r.$$

Das Drehmoment ist für das Feld und den Läufer dasselbe, nur sind die Geschwindigkeiten verschieden. Will man die Arbeitsleistung des Läufers ausdrücken, dann muß man die an der Peripherie wirkende Kraft P mit der Geschwindigkeit des Läuferumfanges multiplizieren. Ist die durch den Läufer abgegebene Arbeit L_2, dann wird

$$L_2 = P\,v_2 = P\,r\,\omega_2$$

oder

$$L_2 = M\,\omega_2.$$

Die dem Lauf durch die elektrische Energie mitgeteilte Arbeit ist aber um die im Motor auftretenden Arbeitsverluste größer; bezeichnen wir diese Arbeit mit L_1, dann kann sie nach obiger Ableitung als

$$L_1 = M\,\omega_1$$

ausgedrückt werden.

L_1 ist tatsächlich größer als L_2, denn in beiden Ausdrücken ist M dasselbe und sind nur die Winkelgeschwindigkeiten verschieden, und zwar ist

$$\omega_1 > \omega_2$$

folglich auch

$$L_1 > L_2.$$

Die Differenz

$$L_1 - L_2 = L$$

gibt den im Motor bei dieser Belastung auftretenden gesamten Arbeitsverlust. Diesen drückt man gewöhnlich in Prozenten der Gesamtleistung L_1 aus, so daß

$$L = \frac{(L_1 - L_2)\,100}{L_1}\,\%$$

ist.

Für L_1 und L_2 die gefundenen Werte eingesetzt, wird

$$L = \frac{M(\omega_1 - \omega_2)\,100}{M\,\omega_1}\,\%$$

oder

$$L = \frac{(\omega_1 - \omega_2)\,100}{\omega_1} = s$$

d. h. der Arbeitsverlust im Motor ist prozentuell immer mit der bei der betreffenden Belastung auftretenden Schlüpfung gleich.

Die letzte Gleichung kann aber auch als

$$\frac{L_1 - L_2}{L_1} = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1}$$

geschrieben werden, welcher Ausdruck beweist, daß der gesamte Arbeitsverlust zur gesamten aufgenommenen Arbeit sich so verhält, als der Geschwindigkeitsverlust des Läufers zur Geschwin-

digkeit des Feldes. Die zwei letzten Gleichungen sind übrigens identisch.

Gehen wir nun auf die Bestimmung der Zugkraft und des Drehmomentes über.

Nach Seite 118 kann die Zugkraft im effektiven Werte folgendermaßen ausgedrückt werden

$$P = b\,i\,l$$

wo b die effektive Feldstärke, i die effektive Stromstärke und l die Länge der Armatur bedeutet.

Ist der Halbmesser der Armatur r und hat der Motor die Schlüpfung

$$s = \omega_1 - \omega_2$$

dann wird seine Geschwindigkeit, mit welcher die Armaturleiter durch die Kraftlinien geschnitten werden

$$v = r\,s = r\ (\omega_1 - \omega_2).$$

In einem Leiter von der Länge l wird demnach eine elektromotorische Kraft induziert, die (siehe Band I, Seite 20) durch die Gleichung

$$e = b\,l\,v$$

ausgedrückt ist.

Wenn wir den Ohmschen Widerstand R kennen, dann ist der Wert der Stromstärke

$$i = \frac{e}{R} = \frac{b\,l\,v}{R} = \frac{b\,l\,r\,(\omega_1 - \omega_2)}{R}.$$

Haben wir einen Kurzschlußanker, dann bedeutet e die induzierte gesamtelektromotorische Kraft in einem Leiter, da alle parallel geschaltet sind, R aber den Widerstand der ganzen Wicklung. Diese ist eine resultierende Größe und kann aus der Anzahl der parallel geschalteten Leiter berechnet werden.

Bei anderen Wicklungen kann die Stromstärke in gleicher Weise berechnet werden, es ist nur vor Augen zu halten, daß für die Größe der induzierten elektromotorischen Kraft nur die Anzahl der nacheinander geschalteten Windungen von Einfluß ist und daß der Widerstand der Bewicklung immer aus den Einzelwiderständen der Windungen, als ein resultierender Widerstand sich ergibt.

Den Ausdruck der Stromstärke in die Gleichung der Zugkraft eingesetzt, wird

$$P = \frac{b^2 l^2 r (\omega_1 - \omega_2)}{R}.$$

Das Drehmoment kann nun auch bestimmt werden, da

$$M = Pr$$

daher

$$M = \frac{b^2 l^2 r^2 (\omega_1 - \omega_2)}{R}.$$

Sind n Windungen parallel geschaltet und ist der Widerstand einer Windung ϱ, dann wird

$$R = \frac{\varrho}{n}$$

und

$$M = \frac{b^2 l^2 r^2 n (\omega_1 - \omega_2)}{\varrho}.$$

Diese Gleichung kann vereinfacht werden, wenn wir jene Kraftlinienzahl einführen, die den Leiter in der Zeiteinheit schneidet. Diese mit N bezeichnend, wird offenbar

$$N = b l r (\omega_1 - \omega_2)$$

und somit

$$M = \frac{N b l r n}{\varrho}.$$

Nachdem aber nach Gleichung auf Seite 149 für eine Windung

$$i = \frac{e}{\varrho} = \frac{b\,l\,r\,(\omega_1 - \omega_2)}{\varrho}$$

wird

$$b\,l\,r = \frac{i\,\varrho}{\omega_1 - \omega_2}$$

und

$$M = \frac{N\,i\,n}{\omega_1 - \omega_2}.$$

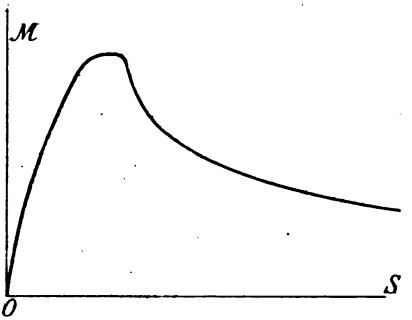


Fig. 67.

Das Drehmoment ist hierdurch völlig bestimmt.

Aus letzter Gleichung ist auch zu ersehen, daß M umso größer wird, je größer die Schlüpfung, d. h. je größer die Belastung. Bei wachsender Belastung wächst aber das Drehmoment auch aus dem Grunde, daß infolge der größeren Schlüpfung auch die induzierte Stromstärke größer wird, gleichbleibende Feldstärke vorausgesetzt.

Die Zunahme des Drehmomentes mit der Schlüpfung erfolgt aber nur bis zu einer gewissen Grenze. Wird der Motor weiter belastet, dann nimmt zwar die Schlüpfung noch zu, doch das

Drehmoment wird kleiner, bis bei einer erreichten maximalen Schlüpfung, die aber keinesfalls 100% ist, der Motor stehen bleibt.

Der Zusammenhang zwischen Schlüpfung und Drehmoment ist in Fig. 67 graphisch dargestellt. Auf die Abscissenachse sind die Schlüpfungswerte, auf die Ordinatenachse die Drehmomente aufgetragen. Man ersieht, daß das Drehmoment erst mit der Schlüpfung zunimmt, dann aber abfällt, wodurch bei einer gewissen Grenze der Motor aus dem Tritt fällt.

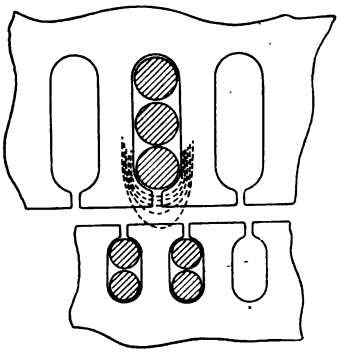


Fig. 68.

Die Ursache dieser Erscheinung liegt darin, daß im Motor bei wachsender Belastung die Streuung der Kraftlinien wächst. Bei Leerlauf gehen beinahe alle Kraftlinien durch den Eisenkern des Läufers, bei Schließen des Läuferkreises wird daher der Motor mit großer Anzugskraft und demnach auch mit großem Drehmoment angehen. Sobald aber im Läufer ein Strom fließt, wird die Streuung, die im minimalen Maße auch bei Leerlauf vorhanden war, verstärkt und die Zahl der wirkenden Kraftlinien wird kleiner.

Die Erscheinung der Streuung bei Leerlauf oder stillstehendem Motor, also bei offener Läuferwicklung entsteht dadurch, daß nicht alle Kraftlinien durch den Anker gehen, da sie immer jenen Weg suchen, an dem sie auf den geringsten Widerstand stoßen. Die größte Zahl der Kraftlinien wird natürlich durch den Läufer gehen, ein kleiner Teil wird sich aber im Luftzwischenraume schließen und

in dieser Weise für die Induktion im Läufer verloren gehen.

Der Verlauf der Streulinien für eine Nute ist in Fig. 68 übertrieben dargestellt. Ein Teil der im Lauf erzeugten Kraftlinien schließt sich durch die Nutenvorsprünge des Laufes, ein anderer Teil durch den Luftzwischenraum und endlich ein dritter Teil durch die äußerste Schichte des Läuferkernes. Alle diese Kraftlinien sind für das Drehmoment verloren.

Wird der Motor belastet, dann wird der Strom in der Wicklung des Laufes größer, somit werden auch mehrere Kraftlinien in den Kern des Läufers getrieben. Der Läuferstrom als induzierter Strom erzeugt ein Feld, das dem ersteren Felde entgegengesetzt gerichtet ist, dieses bildet daher für das induzierende Feld einen Widerstand. Die Folge wird sein, daß nun noch mehr Kraftlinien den Weg außer dem Läufereisen nehmen, oder mit anderen Worten, die Streuung wird durch wachsende Belastung vergrößert. Bis zu einer Grenze hat aber das Streufeld noch keine wesentliche Wirkung und das Drehmoment steigt mit wachsender Belastung oder wachsender Streuung. Bei überlastetem Motor wird aber die Streuung immer mehr Einfluß auf die Wirkungsweise des Motors haben und diesem Umstande ist es zuzuschreiben, daß von einer Grenze an die Schlüpfung zwar zunimmt, doch das Drehmoment kleiner wird. Erreicht letzterer einen solchen Minimalwert, bei welchem der Motor die angehängte Last nicht mehr durchziehen kann, dann fällt er aus dem Tritt und bleibt stehen.

Der nachteilige Einfluß der Streuung kann demnach nur dadurch vermindert werden, daß man den magnetischen Widerstand des Streufeldes vergrößert. Dies kann einerseits dadurch geschehen, daß man zwischen den Nuten des Laufes große Lufträume anbringt, d. h. daß man den Einschnitt

der Nuten vergrößert, anderseits aber dadurch, daß man den Läuferkern möglichst nahe zum Lauf bringt, d. h. zwischen Lauf und Läufer den Luftraum möglichst verringert.

Die Kraftlinien, die aus dem Lauf austreten, müssen dazu gezwungen werden, daß sie im Läufer induzierend wirken. Man wird deshalb zweckmäßigerweise die Leiter des Läufers nahe zur Ankerperipherie bringen oder Nuten im Läufer anwenden, die aufgeschlitzt sind.

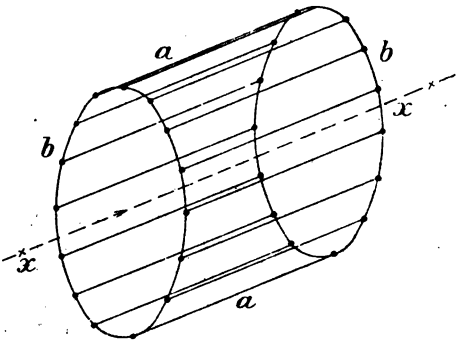


Fig. 69.

In dieser Hinsicht darf man aber weder bei den Nuten des Laufes, noch bei denen des Läufers zu weit gehen, denn zu große Lufträume zwischen den Nuten beeinflussen die gleichmäßige Verteilung des Drehfeldes, welcher Umstand ungünstige Betriebsverhältnisse des Motors ergibt. Man muß die Verhältnisse so wählen, daß der Belastung des Motors nicht das erreichte maximale Drehmoment, sondern die Erwärmung die Grenze zieht, d. h. daß die zulässige Erwärmung früher erreicht wird als das maximale Drehmoment, denn nur hierdurch ist erreicht, daß der Motor bei Überlastung nicht stehen bleibt.

An dieser Stelle wollen wir auch den Phasenanker erwähnen. Bisher nahmen wir an, daß die Läuferwicklung aus einer Anzahl parallel geschalteter Leiter besteht und daß der Widerstand des Läuferkreises nicht verändert werden kann. Diese Wicklung besaßen die von uns mit Kurzschlußanker bezeichneten Läufer. Ihre Konstruktion ist aus Fig. 69 zu ersehen.

$a - a$ sind Stäbe aus massiven Kupferleitern, die alle mit der Drehungsachse parallel laufen. Ihre Enden werden durch die beiden massiven Kupferringe $b - b$ zusammengehalten. Hierdurch sind natürlich alle Leiter miteinander parallel geschaltet und da sie mit den Ringen $b - b$ fest verbunden sind, kann der Widerstand des Läuferkreises nicht willkürlich verändert werden.

Bei der Phasenwicklung ist dagegen die Läuferwicklung nicht in sich geschlossen, sondern sie besteht aus einer gewöhnlichen Dreiphasenwicklung, wobei die Teilspulen in Sternschaltung miteinander verbunden werden. Aus drei symmetrisch gelegenen Punkten dieser Wicklung führen Drähte zu drei Schleifringen, zwischen welche veränderliche Widerstände eingeschaltet werden können. Bei unterbrochenem Läuferkreise steht der Motor still und die Laufwicklung nimmt nur eine Energiemenge auf, die zur Deckung der Hysteresis und Wirbelstromverluste sowie dem entstehenden Drahtverlust entspricht. Wird aber der Läuferkreis durch Widerstände geschlossen, dann entsteht ein Drehmoment und der Motor setzt sich in Bewegung. Die Tourenzahl wird hierbei um so größer, je kleiner der Gesamtwiderstand der Läuferwicklung ist und erreicht ihr Maximum, wenn der äußere Zusatzwiderstand kurzgeschlossen wird.

Dieses Verhalten des Phasenankers läßt sich folgendermaßen erklären. Zur Überwindung der Belastung bei Anlauf ist ein gewisses Drehmoment

nötig, damit der Motor in Bewegung kommen kann. Zur Erzeugung dieses Drehmomentes muß

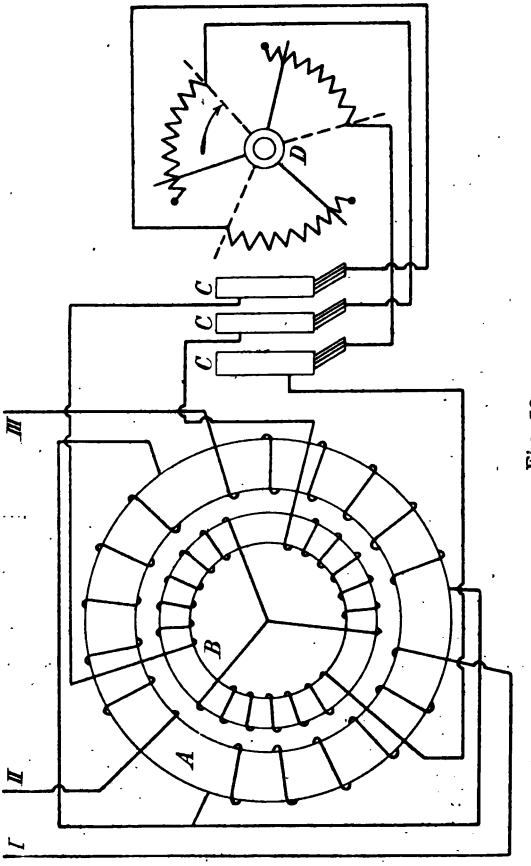


Fig. 70.

aber in der Läuferwicklung ein Strom von bestimmter Stärke fließen, was aber nur dadurch erreicht werden kann, daß man den Vorschaltwider-

stand stetig verkleinert. Nachdem der Läufer im rotierenden Magnetfelde sich befindet, verhält sich die Läuferwicklung als die Sekundärwicklung eines Drehstromtransformators und es entsteht ein Dreiphasenstrom, der sich im Vorschaltwiderstand ausgleicht. Erreicht nun der Strom die erwünschte Stärke, dann setzt sich der Motor in Bewegung und nimmt bei unveränderlich gehaltenem Vorschaltwiderstande eine konstante Tourenzahl an. Bei dieser Tourenzahl ist die Schlüpfung konstant, somit auch die elektromotorische Kraft, die in der Läuferwicklung induziert wird. Verringern wir nun den Vorschaltwiderstand weiter, dann wird die Stromstärke im ersten Moment anwachsen, die Zugkraft und somit auch das Drehmoment verstärken und die Tourenzahl des Läufers vergrößern. Bei der vergrößerten Tourenzahl ist aber der absolute Wert der Schlüpfung kleiner, somit auch die induzierte elektromotorische Kraft, so daß auch bei dieser höheren Tourenzahl und kleinerem Vorschaltwiderstand die Läuferstromstärke dieselbe bleibt als in der früheren Periode.

Das eben beschriebene Verhalten der induzierten elektromotorischen Kraft zur Veränderung des Vorschaltwiderstandes bleibt immer bestehen, so daß bei kurzgeschlossenem Widerstande die Läuferstromstärke dieselbe ist, als sie bei Anlauf war. In diesem Falle ist naturgemäß auch die Schlüpfung verschwindend klein, der Motor läuft mit dem Felde nahezu synchron.

Die Schaltungsweise ist aus Fig. 70 ersichtlich.

A ist der Lauf, *B* der Läufer des Drehstrommotors. Beide Teile haben je drei Spulensysteme, die in Sternschaltung verbunden sind. Der Drehstrom wird zu den Leitern *I*, *II* und *III* geführt, während die drei Enden der Läuferwicklung mit drei Schleifringen *C C C* verbunden werden. Diese

Schleifringe sitzen an der Welle des Motors und bilden einen konstruktiven Teil desselben. Auf den Schleifringen liegen Bürsten, die mit dem Anlaßwiderstand *D* in Verbindung sind. Der Anlaßwiderstand besteht aus drei symmetrischen Teilen und ist eine derartige dreiteilige Kurbel angeordnet, daß durch Verdrehung derselben die vorgeschalteten drei Widerstände gleichmäßig verändert werden können. Ist der Vorschaltwiderstand ausgeschaltet, dann besteht nach Einschaltung des Laufes zwischen den Schleifringen eine Potentialdifferenz, deren Größe von der Windungszahl des Läufers und seiner Schaltungsweise abhängt. Wird nun die dreiteilige Kurbel nach rechts gedreht, dann wird der Läuferkreis geschlossen und der Motor setzt sich in Bewegung. Die Umdrehungszahl nimmt um so mehr zu, je mehr die Kurbel nach rechts gedreht wird, kommt sie in die punktierte Lage, dann ist der Phasenanker kurzgeschlossen und der Läufer besitzt seine mögliche maximale Tourenzahl.

Es ist hieraus ersichtlich, daß die Tourenzahl des Motors durch Veränderung des Vorschaltwiderstandes zwischen Null und dem Maximalwerte verändert werden kann, doch ist nicht möglich, die Tourenzahl hierdurch zu vergrößern. Für verschiedene Belastungen könnte man die Tourenzahl nur dadurch konstant halten, daß man bei Betrieb den Vorschaltwiderstand nicht ganz kurzschließt, und dann bei veränderter Belastung, also auch veränderter Tourenzahl den Vorschaltwiderstand so lange verändert, bis die Tourenzahl ihren früheren Wert wieder erreicht.

Diese Regulierungsweise ist aber für den Wirkungsgrad nachteilig, da die gesamte Drahtwärme im Läuferkreise bei wachsender Belastung erheblich größer wird als bei Kurzschlußanker. Dieses Verhalten des Motors ergibt sich aus der schon beschriebenen Tatsache, daß die Stromstärke

bei einer gegebenen Belastung unabhängig von dem Widerstande der Läuferwicklung, konstant bleibt. Natürlich kann dies nur dadurch geschehen, daß die induzierte elektromotorische Kraft in der, der Widerstandsveränderung entsprechenden Weise sich verändert. Bei konstantem Felde muß sich daher die Schlüpfung verändern.

Wird nun die Belastung größer, dann muß auch die Läuferstromstärke anwachsen, oder bei gleichbleibenden Vorschaltwiderstand die Schlüpfung größer werden. Wir wollen aber die Tourenzahl, d. h. auch die Schlüpfung konstant halten, müssen deshalb den Vorschaltwiderstand kleiner wählen, was dadurch erreicht wird, daß man die Kurbel rechts dreht.

Die Drahtwärme ist hierbei gewachsen. Der Widerstand des Läuferkreises ist zwar kleiner geworden, doch wird die Stromstärke bei wachsender Belastung größer und die Drahtwärme, die doch vom Quadrat der Stromstärke abhängt, ebenfalls. Mit anderen Worten, der Widerstand nimmt in geringerem Maße ab, als das Quadrat der Stromstärke zu, weshalb die Drahtwärme bei wachsender Belastung zunimmt.

Aber auch bei derselben Belastung ist in einem mit Vorschaltwiderstand versehenen Läufer der Effektverlust größer als bei einem Kurzschlußanker. Die Richtigkeit dieser Behauptung läßt sich leicht beweisen.

Nehmen wir an, der Widerstand des Kurzschlußankers ist R und die Stromstärke bei einer gegebenen Leistung i, dann wird die in der Bewicklung des Läufers in Wärme umgesetzte Energie

$$W = i^2 R$$

sein.

Im zweiten Falle haben wir für dieselbe Belastung einen Phasenanker und sei der Gesamt-

widerstand des Läuferkreises der doppelte des ersteren, d. h. $2\,R$. Nachdem nun die Stromstärke für konstante Belastung unabhängig vom Läuferwiderstande dieselbe bleibt, wird der Effektverlust durch Drahtwärme in diesem Falle

$$W_1 = 2\,i^2\,R = 2\,W$$

sein, d. h. der doppelte des früheren. Die Anwendung des Vorschaltwiderstandes ist daher nur für die Anlaufsperiode des Drehstrommotors zu empfehlen.

Auch aus einem anderen Grunde ist die Verwendung des Vorschaltwiderstandes im Betriebe nachteilig. Besitzt nämlich der kurzgeschlossene Läufer bei einer gegebenen Belastung eine entsprechende Schlüpfung, dann nimmt diese bei verminderter Belastung nicht in dem Maße ab, als bei dem Phasenanker, d. h. die Tourenschwankungen sind beim Kurzschlußanker geringer.

Nehmen wir an, daß bei einer Belastung die Läuferstromstärke i und die im Kurzschlußanker induzierte elektromotorische Kraft e ist. Bei dem Läuferwiderstande R wird

$$i = \frac{e}{R}.$$

Für einen Phasenanker gilt für dieselbe Belastung

$$i = \frac{e_1}{2\,R}$$

wenn der Gesamtwiderstand des Läufers das Doppelte des Kurzschlußläuferwiderstandes ist. Es muß natürlich

$$e_1 = 2\,e$$

sein oder die Schlüpfung ist beim Phasenanker größer.

Wird nun die Belastung auf die Hälfte der früheren verringert, dann wird auch die Schlüpfung in beiden Fällen geringer, doch nicht in demselben Maße. Ist nun die Stromstärke im Läufer i_1, dann muß

$$i_1 = \frac{e_2}{R}$$

und

$$i_1 = \frac{e_3}{2R}$$

sein, wo wieder

$$e_3 = 2\,e_2.$$

Wollen wir nun die Veränderung der Schlüpfung bei beiden Armaturen wissen, dann ist genügend, nur die Differenz der entsprechenden induzierten elektromotorischen Kräfte zu bilden.

Bei Kurzschlußanker ist das Maß der Schlüpfungsveränderung σ

$$\sigma = e - e_2$$

bei dem Phasenanker

$$\sigma_1 = e_1 - e_3 = 2\,(e - e_2) = 2\,\sigma$$

was besagt, daß die Tourenzahlveränderung in diesem Falle für den Phasenanker doppelt so groß ist als für den Kurzschlußanker.

Dieser Umstand ist sehr nachteilig, denn die Tourenzahlschwankung wird bei Phasenanker mit Vorschaltwiderstand bei veränderlicher Belastung erheblich größer, als bei Kurzschlußanker.

Aus den bisherigen Ausführungen ist ersichtlich, daß man die Veränderung des Drehmomentes in Abhängigkeit der Schlüpfung berechnen kann, indem man die Schlüpfung des Kurzschlußankers proportional dem Widerstande der verschiedenen Phasenanker verändert. In Fig. 71 sind drei solche

Kurven dargestellt, wobei die erste auf einen Kurzschlußanker vom Widerstande von 0,1 Ω sich bezieht. Die anderen Kurven stellen die Veränderung des Drehmomentes für Phasenanker, bei welchen der Gesamtwiderstand 0,2 und 0,3 Ω ist.

In Fig. 72 sind die Stromkurven dargestellt. Hierbei bezieht sich die oberste auf den Kurzschlußanker, die anderen für die Phasenanker vom Widerstande 0,2 und 0,3 Ω. Vergleicht man diese beiden Figuren miteinander, dann ergibt sich die wichtige Tatsache, daß der Motor mit um so größerem Dreh-

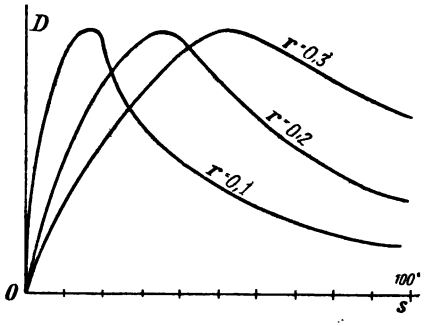


Fig. 71.

moment angeht, je größer der Gesamtwiderstand des Läufers ist und daß der Anlaufstrom mit wachsendem Läuferwiderstande abnimmt. Dies beweist, daß für den Anlauf die Phasenanker günstiger sind als Kurzschlußanker und daß mit Kurzschlußanker nur kleine Motoren ausgeführt werden können.

Die Tourenzahl des Drehstrommotors hängt von der Polzahl des Laufes und der Periodenzahl des zugeführten Wechselstromes ab. Letztere ist zumeist konstant. Man kann daher die Geschwindigkeit des Drehstrommotors stufenweise regulieren, wenn man mit entsprechender Vor-

richtung die Polzahl verändert. Der Motor wird dann um so schneller laufen, je kleiner die Zahl der entstehenden Polpaare ist.

Um diese Regulierung durchführen zu können, muß man die Wicklungen so ausführen, daß im Betriebe die Polzahl des Laufes verändert werden kann und daß die Läuferwicklung für die veränderte Polzahl paßt. Der Käfiganker ist in dieser Hinsicht der einfachste, da er für jede Polzahl benutzt werden kann.

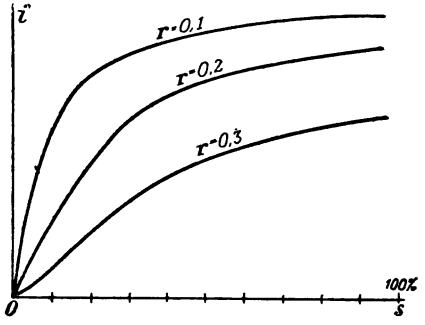


Fig. 72.

Eine Beschreibung der verschiedenen hierher gehörigen Schaltungen würde zu weit führen und über den Rahmen des Werkes gehen, weshalb wir in folgendem auf das Diagramm des Induktionsmotors, das von Heyland entwickelt wurde, übergehen.

Heylands Kreisdiagramm.

Dieses Diagramm ist für die Berechnung und Prüfung von Induktionsmotoren von Wichtigkeit und hat eine praktische Bedeutung, da am zu untersuchenden Motor nur zwei einfache Messungen

vorzunehmen sind, um auf seine Betriebseigenschaften schließen zu können.

In Fig. 73 sei Oe der Vektor der Spannung an den Klemmen des Induktionsmotors. Im Motor entsteht bei Einschaltung in den Stromkreis ein magnetisches Feld, das zur Klemmenspannung in der Phase um eine Viertelperiode verspätet ist. Der Vektor dieses Feldes wird daher in die Richtung ON fallen.

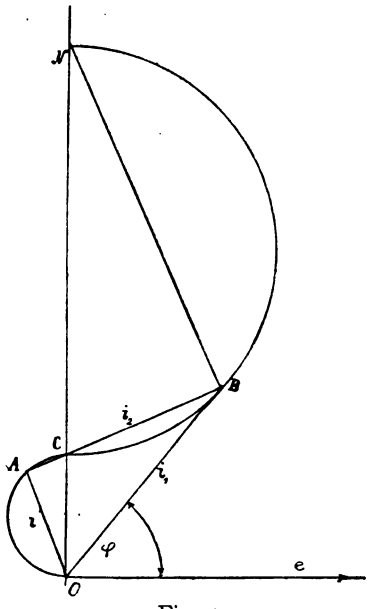


Fig. 73.

Der Strom i_1 in der Laufwicklung, die wir als den primären Teil eines Transformators betrachten wollen, wird im allgemeinen gegen die Spannung um den Winkel φ phasenverspätet sein. Dieser Winkel ist mit der Belastung veränderlich. Sei der Stromvektor bei einer gegebenen Belastung $OB = i_1$.

Der Läuferstrom i_2 kann als der Sekundärstrom eines Transformators betrachtet werden. Dieser ist gegen den primären Strom, wie wir das bei der Behandlung der Stromverhältnisse der Transformatoren sahen, nahezu um eine halbe Periode verschoben, so daß $AB = i_2$ den Vektor des Läuferstromes darstellen wird.

Die resultierende Stromstärke $i = AO$ ist der Magnetisierungsstrom, der ein Ankerfeld erzeugt,

das den sekundären Strom i_2 hervorbringt. AB muß daher auf AO senkrecht stehen. Das Vektordreieck OAB gibt also bei dieser Belastung die Größe und Phase der verschiedenen Stromstärken an.

Wird die Belastung verändert, dann verändert sich auch das Vektordreieck, doch bleibt AO immer senkrecht auf AB. Der Punkt A bewegt sich demnach auf einen Halbkreis, der mit dem Halbmesser $\frac{OC}{2}$ gezogen wird, wo OC auf Oe senkrecht steht.

Nun wollen wir auf die Phasenverhältnisse der Magnetfelder übergehen. In erster Reihe sahen wir, daß der Spannung Oe ein Feld entspricht, dessen Vektor auf Oe senkrecht steht. Da Oe die Klemmenspannung des Motors konstant bleibt, muß auch dieses Feld konstant bleiben. Bezeichnen wir seinen Vektor mit ON.

Dieses Feld kann auf zwei Komponenten geteilt werden. Es muß zunächst das entstehende Streufeld kompensieren und dann noch ein anderes, das durch den Strom i_2 erzeugt wird. Die Streuung wächst mit der Belastung proportional, der Vektor des Streufeldes fällt daher mit dem Vektor des primären Stromes i_1 zusammen. Die zweite Komponente des Feldes ON ergibt sich, wenn man auf den Vektor $AB = i_2$ im Punkte B eine senkrechte zieht, da dieses Feld durch den Läuferstrom erzeugt wird und gegen diesen in der Phase um eine Viertelperiode verspätet ist.

Verbindet man daher B mit N, dann wird diese Verbindungslinie den Vektor des Ankerfeldes darstellen. Hiermit ist für jede Belastung bekannt, welchen Wert die magnetischen Felder und die Stromstärken annehmen und welche Phasenverhältnisse sie gegeneinander besitzen.

Da OA und BN auf AB immer senkrecht stehen, muß sich auch Punkt B auf einen Halbkreis

bewegen. Der Durchmesser dieses Halbkreises ist CN.

Aus dem Diagramm ist ersichtlich, daß der Strom i_1 ein Maximum erreicht, sobald B mit N zusammenfällt. In diesem Falle ist das Streufeld mit dem konstanten Felde ON gleich und das Ankerfeld verschwindet. Es muß nun naturgemäß auch der Magnetisierungsstrom Null werden.

Bei geöffnetem Läuferkreise kann natürlich im Läufer kein Strom entstehen, in diesem Falle wird also B mit C zusammenfallen und $OA = OC$ sein. i_2 ist Null. In diesem Falle ist das Streufeld verschwindend klein und das durch den Magnetisierungsstrom erzeugte Ankerfeld fällt mit dem Felde ON in Phase zusammen. Bei diesem Minimum des Streufeldes ergibt sich das resultierende Feld ON als die algebraische Summe der Komponentfelder.

Aus dem Diagramm ist auch ersichtlich, daß der Phasenwinkel zwischen Laufstrom und Klemmenspannung zwar veränderlich ist, doch den Nullwert nie erreichen kann. Das Minimum tritt ein, wenn OB zum Halbkreise CBN eine Tangente wird. Bei größerer und kleinerer Belastung ist φ größer als dieser Grenzwert, mithin der Leistungsfaktor $\cos\varphi$ kleiner.

Durch Fig. 73 sind alle Phasenverhältnisse bestimmt, doch ist das Diagramm noch den Betriebsverhältnissen anzupassen.

Beim Betriebe treten verschiedene Verluste auf. Diese verteilen sich auf den Lauf und den Läufer. Wird der Motor eingeschaltet und die Läuferwicklung offen gelassen, dann entstehen im Lauf und dem Läufer Eisenverluste, außerdem in der Laufwicklung ein Drahtverlust. Im Betriebe wird der Eisenverlust im Läufer sehr gering, da die Periodenzahl der Ummagnetisierung nur der der jeweiligen Schlüpfung entspricht. Bei den an-

deren Verlustgrößen kann dieser Verlust vernachlässigt werden.

Anderer Verlust ergibt sich aus den auftretenden Reibungen. Die Summe der Reibungs- und des Eisenverlustes kann für die verschiedenen Belastungen annähernd als konstant betrachtet werden, denn die Tourenzahl schwankt bei einem guten Motor zwischen Leerlauf und Vollbelastung nur um etwa 5%.

Will man daher die Betriebsverhältnisse des Motors auch im Diagramm darstellen, dann müssen nur die veränderlichen Verluste, nämlich die Drahtwärmen in den beiden Wicklungen in Betracht gezogen werden. Da die Spannung an den Klemmen des Motors konstant gehalten wird, ist auch das Feld im Lauf annähernd konstant, so daß wir auch von dem Einfluß der primären Eisenverluste absehen können.

Die Drahtverluste sind mit dem Quadrate der Betriebsstromstärken proportional. Ist der Ohmsche Widerstand im allgemeinen r, die Belastungsstromstärke i, dann wird in diesem Falle der Drahtverlust

$$W = i^2 r$$

sein. Wir können diesen Ausdruck auch folgendermaßen schreiben:

$$W = i \,.\, ir = i e_o$$

wo e_o jenen Spannungsverlust bedeutet, der beim Strome i in den Widerstand r auftritt.

Die primäre Klemmenspannung des Drehstrommotors muß die gegenelektromotorische Kraft der Wicklung und den Ohmschen Spannungsverlust in Gleichgewicht halten. Das erzeugte Feld ist daher um so kleiner, je größer der Ohmsche Spannungsverlust ist und diesen Umstand werden wir dazu benutzen, um die Drahtverluste im Diagramm zum Ausdrucke bringen zu können.

Wird nämlich das resultierende Feld CN in Fig. 73 kleiner, dann muß auch das den Anker durchsetzende Feld sich verringern. Nehmen wir aber ein konstantes Feld CN an, dann können wir den Einfluß des primären Kupferverlustes dadurch

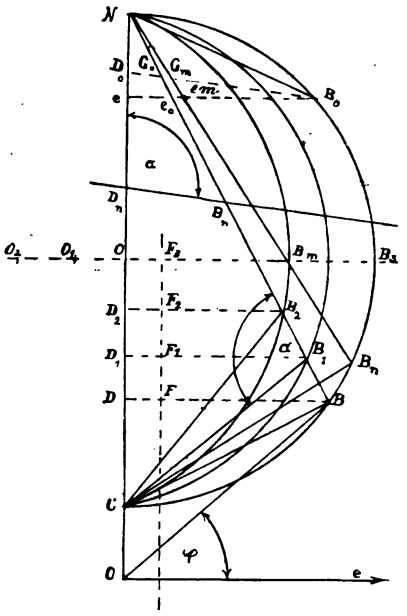


Fig. 74.

zum Ausdruck bringen, daß man den auftretenden Ohmschen Spannungsverlust mit einem Felde proportional setzt, das sich vom Ankerfelde subtrahiert.

Die Richtigkeit dieser Konstruktion des Diagrammes geht auch aus folgendem hervor.

Der primäre Spannungsverlust ist mit der Belastung, demnach auch mit der sekundären Stromstärke proportional. Vernachlässigen wir den Magnetisierungsstrom, dann ist dieser Spannungsverlust mit i_2 in Phase und das ihm entsprechende Feld wird auf i_2 senkrecht stehen, d. h. mit dem Vektor des Ankerfeldes zusammenfallen. Bestimmt man nun dieses äquivalente Feld, dann muß dies vom Ankerfelde subtrahiert werden, wodurch man im Diagramm Fig. 74 den Punkt B_1, erhält. B liegt auf dem Halbkreise mit dem Halbmesser $\frac{NC}{2}$ wo NC das resultierende Feld bedeutet, wie in Fig. 73. Nachdem der Ohmsche Spannungsverlust mit der Belastung proportional wächst, wird auch B_1 auf einem Kreise sich bewegen, doch wird der Mittelpunkt dieses Kreises nicht O, sondern O_1 sein.

Bei Leerlauf ist der Ohmsche Spannungsverlust Null, folglich auch das äquivalente Feld $BB_1 = o$ und B_1 fällt mit C zusammen. Der zweite Kreis muß demnach durch C gehen. Der Mittelpunkt O_1 liegt natürlich nicht in O, denn für den Punkt B_1 ist der Winkel NB_1C nicht mehr 90^0.

In ähnlicher Weise läßt sich der sekundäre Ohmsche Spannungsverlust im Diagramm darstellen. Wenn man B_1B_2 diesem Spannungsverluste proportional setzt, dann ergibt der dritte Kreis alle Phasen- und Stromverhältnisse für den Motor bei verschiedenen Belastungen und bei Inbetrachtnahme sämtlicher Drahtverluste. Die Punkte C und N sind auch für diesen dritten Kreis gemeinsam und der Mittelpunkt O_2 rückt noch weiter hinaus.

Sehen wir nun, in welcher Weise kann das Diagramm zur Bestimmung der verschiedenen Betriebsgrößen benutzt werden.

Die Phasenwinkel für verschiedene Belastungen ergeben sich aus dem Winkel $e\,O\,B$. Die Phasenverschiebung zwischen Stromstärke und Spannung ist

am geringsten, wenn OB die Tangente zum Kreise CBN bildet.

Die Gesamtleistung im primären Kreise ist

$$W = 3\, i\, e \cos\varphi.$$

e ist konstant, i mit der Belastung veränderlich. In obiger Gleichung ist

$$i \cos\varphi = BD$$

die senkrechte Projektion der primären Stromstärke auf die Richtung der Spannung, so daß der gesamte verbrauchte Effekt mit der Länge BD proportional ist. Dieser erreicht seinen Maximalwert, wenn B in der Mitte des Halbkreises liegt, wenn also B und O in derselben horizontalen Geraden liegen. Wie wir sehen werden, fällt die maximale Leistung mit dem Maximalwerte des verbrauchten Effektes im Diagramm zusammen.

Die Leistung ist mit der induzierten elektrischen Energie äquivalent. Letztere ergibt sich in derselben Weise als der aufgenommene Gesamteffekt W, nur müssen die Verluste in Betracht gezogen werden. Zieht man daher aus dem Punkte B_2 die Gerade $B_2 D_2$, dann ist letztere mit der abgegebenen Leistung proportional, da BB_2 den gesamten veränderlichen Verlust bedeutet.

$B_2 D_2$ wird maximal, wenn D_2 mit O zusammenfällt, was beweist, daß die Leistung des Motors dann maximal wird, wenn die zugeführte Energie ihren Maximalwert erreicht.

In diesen Leistungswerten ist aber noch nicht in Betracht genommen, daß im Motor außer den veränderlichen Verlusten auch konstante Verluste, als Eisenverluste, Reibungsverluste etc. auftreten. Nimmt man diese auch in Berechnung, dann wird die Nutzleistung des Motors geringer und man erhält die wirkliche, in mechanische Arbeit um-

setzte Nutzleistung dadurch, daß man von der Länge $B_2 D_2$ ein Stück abschneidet. Dies ausgeführt, wird die tatsächliche Leistung mit $B_2 F_2$ proportional.

Aus unseren früheren Ausführungen wissen wir, daß die wirkende Zugkraft als das Produkt des Ankerfeldes und des Läuferstromes sich ergibt.

Der Läuferstrom ist mit BC, das Ankerfeld mit NB_1 proportional. Da aber BC auf NB_1 senkrecht steht, ist die Zugkraft

$$P = NB_1 \times BC$$

mit dem doppelten Flächeninhalte des schiefwinkligen Dreieckes NB_1C proportional. Dieser Flächeninhalt kann aber auch ausgedrückt werden, als

$$F = CN \times B_1 D_1$$

und da CN konstant ist, wird $B_1 D_1$ mit der Zugkraft proportional. Wenn man aber die konstanten Verluste abzieht, dann ergibt sich für die Zugkraft ein geringerer Wert, und zwar

$$P = B_1 F_1.$$

Unter der Gleichung ist natürlich immer nur die Proportionalität zu verstehen, denn im Diagramm vergleichen wir die verschiedenen Werte nur mit Längen und Flächen. Punkt F_1 ergibt sich, wenn man aus F_2 eine Parallele mit CN zieht und den Schnittpunkt desselben mit der Geraden $B_1 D_1$ bestimmt.

Die Schlüpfung kann aus dem Diagramm ebenfalls berechnet werden, man muß nur jene Faktoren bestimmen, von welchen die Schlüpfung abhängt.

Es ist von vornherein klar, daß die Schlüpfung bei einer gegebenen Belastung um so geringer wird, je stärker das Ankerfeld und je schwächer der Ankerstrom ist. Die Schlüpfung ist demnach mit dem Quotienten

$$s = \frac{CB}{NB_1}$$

proportional.

Zieht man daher aus einem beliebigen Punkte D_n die Gerade $D_n B_n$, die mit $D_n N$ denselben α Winkel einschließt, als CB_1 mit $B_1 N$, dann wird $D_n B_n$ mit der Schlüpfung proportional sein, da aus den kongruenten Dreiecken $ND_n B_n$ und $NB_1 C$

$$\frac{ND_n}{D_n B_n} = \frac{B_1 N}{B_1 C}$$

oder

$$\frac{B_n D_n}{ND_n} = \frac{B_1 C}{B_1 N}.$$

Es ist aber $D_n N$ konstant, so daß

$$\frac{B_1 C}{B_1 N} = B_n D_n$$

proportional wird. Nachdem aber anderseits $B_1 C$ mit BC proportional ist, wird der Abschnitt $B_n D_n$ mit der gesuchten Schlüpfung proportional sein.

Für andere Belastungen verändert sich die Schlüpfung und dementsprechend verändert sich auch der Winkel α. Wir müssen aber für die verschiedenen Belastungen keine neuen Gleichungen die Proportionalität der Abschnitte $D_n B_n$ mit der Schlüpfung betreffend aufstellen, sondern können vielmehr den Winkel α beibehalten. Man muß nur eine Konstruktion im Diagramm anwenden, die die prozentuellen Schlüpfungswerte ergibt.

Dies kann folgendermaßen durchgeführt werden. Der dritte Kreis mit dem Mittelpunkte O_2 ergibt die Werte der Felder und Stromstärken für den Fall, wo alle auftretenden Verluste berücksichtigt sind. Ziehen wir daher im Punkte N zum letztgenannten Kreis eine Tangente, dann bekommen

wir die Gerade NB_0. Nach dem vorher Gesagten ist natürlich in diesem Falle die Nutzleistung des Motors Null, er bleibt stehen, d. h. die Schlüpfung erreicht ihren Maximalwert von 100%. Zieht man daher aus B_0 die Gerade $B_0 D_0$, wo $B_0 D_0$ parallel mit $D_n B_n$ ist, dann können wir $B_0 D_0$ als eine Länge betrachten, die mit der Schlüpfung von 100% proportional ist. Der Abschnitt $D_0 G_0$ ist mit $D_n B_n$ proportional und ergibt die Schlüpfung für diese Belastung in Prozenten.

Endlich sei noch die Bestimmung des Wirkungsgrades aus dem Diagramm besprochen.

Der Wirkungsgrad ist das Verhältnis der in Arbeit umgesetzten Energie zur gesamten verbrauchten Energie. Man kann aber den Wirkungsgrad auch dadurch ausdrücken, daß man die Verluste in Prozenten der Gesamtenergie ausdrückt und diesen Wert aus 100% subtrahiert. Der Rest ergibt den Wirkungsgrad des Motors.

Von den konstanten Verlusten abgesehen, ist der Verlust im Motor mit dem Quadrat des Läuferstromes proportional. Will man diesen in Prozenten der Gesamtenergie ausdrücken, dann wird der Wirkungsgrad

$$\eta = 100 - \frac{c\, i^2 . 100}{W}.$$

Hierbei ist c ein Proportionalitätsfaktor und W die gesamte verbrauchte Energie.

Kehren wir nun zum Diagramm zurück, dann wird

$$\eta = 100 - \frac{\overline{BC^2}}{\overline{BD}}$$

proportional sein, oder da, wie wir sahen, die verbrauchte Energie mit dem doppelten Flächeninhalt des Dreieckes CNB, d. h. mit $BC \times BN$ proportional ist, wird

$$\eta = 100 - \frac{BC}{BN}$$

sein.

Zieht man nun aus B_0 eine senkrechte auf CN, dann ist das Dreieck Nee_0 mit dem Dreieck NBC kongruent, daher

$$\frac{BC}{BN} = \frac{ee_0}{eN}$$

oder, da eN konstant, wird der Verlust mit ee_0 und der Wirkungsgrad mit B_0e_0 proportional sein. B_0e ist daher mit dem Wirkungsgrad von 100% proportional und der Abschnitt B_0e_0, dessen Größe von der Belastung abhängt, ergibt in Prozenten den Wirkungsgrad für die fragliche Belastung.

Die Überlastungsfähigkeit des Motors ergibt sich aus der Überlegung, daß für diesen Fall die mit der Leistung proportionale Gerade ihren Maximalwert erreichen muß. Man findet daher den dieser Überlastungsfähigkeit entsprechenden Punkt B_3, wenn man vom Mittelpunkte O eine mit der Abscissenachse parallele Linie zieht und dessen Schnittpunkt mit dem äußeren Kreise bestimmt. Die maximale Leistung ist mit B_mF_3 proportional. Die zugeführte Leistung ist in diesem Falle aber noch nicht maximal, denn konstruiert man das zu B_m gehörende rechtwinklige Dreieck, dann ergibt sich Punkt B_n, mit dessen Hilfe man die zugeführte Leistung bestimmen kann. Es ist aus dem Diagramm ersichtlich, daß bei weiter vergrößerter Schlüpfung die Leistung des Motors abnimmt und daß die zugeführte Leistung ihren Maximalwert erst dann erreicht, wenn B_n mit B_3 zusammenfällt.

Für die maximale Nutzleistung ergeben sich D_0G_m und ee_m als Abschnitte der Geraden D_0B_0 und eB_0 und stellen der Schlüpfung, beziehungsweise dem Gesamtverluste proportionale Längen dar. In dieser Weise ist auch der Wirkungsgrad des überlasteten Motors bestimmt.

Charakteristische Kurven des Drehstrommotors.

In folgendem wollen wir kurz jene Kurven des Drehstrommotors darstellen, die für die Betriebseigenschaften desselben charakteristisch sind.

In Fig. 75 sind zwei Kurven dargestellt und zwar zeigt die obere Kurve die Veränderung der Tourenzahl, die untere dagegen die Veränderung der Stromstärke im Lauf mit der Belastung an. Der Motor wurde solange belastet, bis er stehen

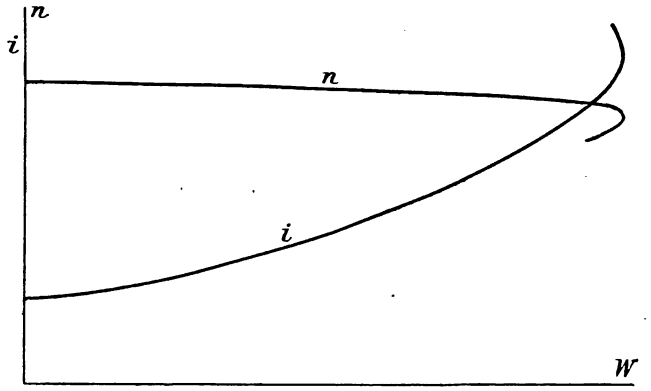


Fig. 75.

geblieben war, so daß diese Kurven über alle möglichen Belastungen Aufschluß geben.

Der Leistungsfaktor ist für verschiedene Belastungen verschieden. Bei Leerlauf ist der Phasenwinkel zwischen Stromstärke und Spannung maximal, folglich der Leistungsfaktor sehr klein. Mit zunehmender Belastung wird der Leistungsfaktor größer und nähert sich zur Einheit, nimmt aber dann bei überlastetem Motore wieder ab. Der Verlauf der Kurve, die die Veränderung des Leistungsfaktors zeigt, ist in Fig. 76 abgebildet.

zwischen Strom und Spannung Null wird. Er verwendet bei seiner Anordnung einen Hilfsmotor, den er in den Stromkreis des Läufers einschaltet und erreicht hierdurch die Verringerung des Phasenverschiebungswinkels. Abgesehen aber davon, daß diese Anordnung kompliziert ist, kann sie nicht praktischen Wert haben, denn die Anschaffung des Hilfsmotors verursacht derartige Mehrkosten, daß diese Anordnung aus Kostenrücksichten fallen gelassen werden muß.

Heylands Anordnung hat den großen Vorteil, daß diese bei jedem Motor ohne größere Schwierigkeit angewendet werden kann. Das Prinzip dieser Anordnung besteht darin, daß das Drehfeld nicht im Primär-, sondern im Sekundäranker erzeugt wird. Die Wicklung des Laufes, durch die gewöhnlich das rotierende Feld erzeugt wird, erzeugt eine große gegenelektromotorische Kraft, die nahezu gleich mit der Klemmenspannung des Motors ist. Der Magnetisierungsstrom erzeugt einen Ohmschen Spannungsverlust, der sich als die vektorielle Differenz der Klemmenspannung und der genannten gegenelektromotorischen Kraft ergibt. Der Magnetisierungsstrom wird daher gegen die Spannung eine große Phasendifferenz haben.

Diese Phasendifferenz kann verkleinert werden, wenn wir die Periodenzahl des Erregerstromes verringern. Dies kann aber nur dadurch erreicht werden, wenn man das Drehfeld im Läufer erzeugt, wo die Periodenzahl eine sehr geringe, und zwar nur der der Schlüpfung entsprechende ist.

Um dies durchführen zu können, verwendet Heyland drei Bürsten, die auf den Kurzschlußringen des Läufers schleifen (Fig. 78).

A ist der Lauf des Drehstrommotors, der mit einer Dreiphasenwicklung versehen ist, zu dem der Drehstrom durch die Leitungen I, II, III geführt wird. Der Kurzschlußanker ist durch *B* schematisch

dargestellt. Auf dem kurzschließenden Ringe *R* schleifen die Bürsten *a*, *a*, *a*. Da die gegenelektromotorische Kraft der Läuferwicklung infolge der geringen Schlüpfung klein ist, genügt schon eine kleine Spannung zur Erzeugung des Magnetisierungsstromes, der aus einigen Windungen des Laufes entnommen und durch die Bürsten dem Läufer zugeführt wird.

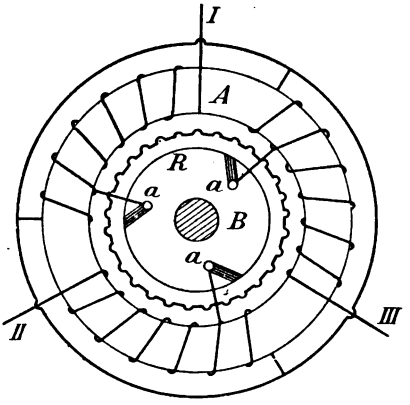


Fig. 78.

Die Bürsten müssen natürlich so verstellt werden, daß die Magnetisierungsströme im Anker dieselbe Richtung haben, als sie sie in der Laufwicklung hätten. Diese Ströme erzeugen das gemeinsame Drehfeld.

Die Wirkungsweise im Betriebe ist nun leicht abzuleiten. Die Lage des Feldes ist durch die Stellung der Bürsten fixiert. Dieses Feld rotiert mit dem Anker, und zwar haben Feld und Anker bei vollem Synchronismus gleiche Winkelgeschwindigkeit. Belasten wir nun den Motor, dann wirkt das Erregerfeld auf das Läuferfeld, die Winkelgeschwindigkeit zwischen Anker und Feld

wird verschieden, d. h. es entsteht die Schlüpfung. Diese wird um so größer, je größer die Belastung, und die relative Bewegung zwischen Feld und Anker erzeugt in letzterem Ströme, die das nötige Drehmoment zur Überwindung der durch die Belastung entstehende Bewegungshindernisse entwickeln. Die induzierten Ströme suchen nun die Ursache der Induktion, nämlich die Schlüpfung, zu beseitigen und durch dieses Bestreben wird im Motor Arbeit geleistet. Im Lauf fließt daher nur Arbeits-, dagegen kein Erregerstrom.

Das Verhalten des Motors im Betriebe, die Phasenverschiebung betreffend, hängt von der Intensität des Erregerstromes ab. Diese muß daher so einreguliert werden, daß die Phasenverschiebung gerade aufgehoben wird. Natürlich kann auch eine derartige Regulierung stattfinden, daß die Phasenverschiebung entgegengesetzt, d. h. die Stromstärke gegen die Spannung phasenvoreilend wird. Um diese Regulierungen durchführen zu können, müssen in die Zuleitungen der Bürsten veränderliche Widerstände eingeschaltet werden.

Da ein Teil des zugeführten Erregerstromes im Ringe *R*, der zur Kurzschlußwicklung einen Nebenschluß bildet, für die Erregung verloren geht, kann man eine derartige Anordnung treffen, daß man einen Phasenanker verwendet, dessen Enden zu einem Ringe mit entsprechend gewähltem Widerstande führen und an welchem die Bürsten schleifen. Der Widerstand des Ringes wird so gewählt, daß in den Läufer ein Erregerstrom von der gewünschten Stärke fließt.

Auch kann nach einer anderen Angabe Heylands der Ring gänzlich weggelassen werden und statt dessen ein Kommutator mit entsprechender Segmentzahl benutzt werden. Die Segmente stehen miteinander durch konstante Widerstände in leitender Verbindung.

Derselbe Motor kann durch diese Anordnung der Erregung als selbsterregender Generator benutzt werden. Da aber die Behandlung dieses Generators nicht zum Gegenstande dieses Werkes gehört, wollen wir seine Beschreibung und die Untersuchung seiner Betriebsverhältnisse unterlassen.

VI. Kapitel.

Verschiedene Wechselstrommotoren.

Der einphasige Induktionsmotor.

Wenn man bei einem dreiphasigen Induktionsmotor im Betriebe eine Zuleitung unterbricht, dann bleibt der Motor nicht stehen, sondern läuft ungestört weiter und ist zur Arbeitsleistung ebenso gut zu verwenden als früher. Durch die Unterbrechung der einen Zuleitung wurde aus dem Dreiphasenmotor ein gewöhnlicher oder einphasiger Wechselstrommotor.

Das Verhalten des einphasigen Induktionsmotors stimmt im allgemeinen mit dem des Drehstrommotors überein. Der Hauptunterschied zwischen beiden besteht darin, daß, während der Drehstrommotor auch bei Belastung allein angeht, der einphasige Induktionsmotor selbst unbelastet allein sich nicht in Bewegung setzen kann.

Die Ursache hierzu liegt in dem Umstande, daß beim Drehstrommotor ein rotierendes Magnetfeld entsteht, das in den Windungen des Läufers Ströme induziert, die mit dem Felde ein Drehmoment bilden und den Läufer in Bewegung setzen. Im Einphasenmotor kann durch den einphasigen Wechselstrom natürlich nur ein pulsierendes Feld entstehen, das mit dem im Läufer induzierten Strome kein Drehmoment bildet und hierdurch kann selbstverständlich auch kein Anlauf stattfinden.

Das pulsierende Feld des Einphasenmotors kann aus zwei rotierenden Feldern zusammengesetzt gedacht werden, die aber entgegengesetzte Drehrichtungen haben. Diese Drehfelder üben nun auf den Läufer mit gleich großen, aber entgegengesetzt wirkenden Drehmomenten, so daß diese in ihren Wirkungen sich gegenseitig aufheben und daher auch keine Bewegung hervorbringen können.

Um daher den einphasigen Induktionsmotor in Betrieb setzen zu können, benötigt man besonderer Hilfsvorrichtungen. Man muß den Motor mit äußerer Kraft auf die Tourenzahl helfen oder elektrische Hilfsvorrichtungen anwenden, durch die der Motor leer anläuft und sich bis nahe an die synchrone Tourenzahl hinaufarbeitet. Bei Leerlauf kann natürlich die Tourenzahl nicht völlig jener der Periodenzahl entsprechen, aus denselben Gründen wie bei den mehrphasigen Induktionsmotoren.

Die Wirkungsweise des einphasigen Induktionsmotors besteht darin, daß bei der entsprechenden Geschwindigkeit ein Feld entsteht, das mit dem Läufer rotiert. Hierdurch ist der Vorgang im Betriebe derselbe als bei einem Synchronmotor; der Unterschied besteht nur darin, daß, während bei letzterem das Feld und der rotierende Teil miteinander fix verbunden sind, bei ersteren das Feld zwar mit dem Läufer rotiert, doch gegen ihn je nach der Belastung mehr oder weniger zurückbleibt. Durch diese Bewegung des Feldes entsteht zwischen Feld und Läufer eine Schlüpfung, die in den Windungen Ströme induziert.

Steht der Motor still und wird seine primäre Wicklung in den Wechselstromkreis geschaltet, dann induziert das primäre Wechselfeld in der Läuferwicklung Wechselströme, die ihrerseits ebenfalls ein Wechselfeld hervorrufen. Wird aber durch den Läufer die synchrone Tourenzahl erreicht, d. h. läuft der Motor leer und ohne inneren Ver-

luste, dann wird das Ankerfeld gegen den Läufer stillstehend, d. h. Läufer und Feld rotieren in derselben Richtung mit derselben Geschwindigkeit. Dies ist nun so zu verstehen, daß, während bei einem zweipoligen Motor das Ankerfeld einmal seine Richtung wechselt, der Läufer genau eine halbe Umdrehung macht, so daß zwischen Läufer und Feld die relative Geschwindigkeit tatsächlich Null wird.

Ein Unterschied zwischen den ein- und mehrphasigen Induktionsmotoren besteht darin, daß bei ersteren bei vollem Synchronismus in der Läuferwicklung ein Erregerstrom fließt, während bei zweitem in diesem Falle der Läufer stromlos ist. Die Erklärung dieser Erscheinung ist dadurch gegeben, daß bei dem Einphasenmotor auch bei Leerlauf ein Feld erzeugt werden muß, das senkrecht auf das Erregerfeld steht und dieses Feld ein Strom erzeugt, der in den Läufer fließt. Natürlich muß diese Erregung auch durch die primäre Wicklung kompensiert werden und da die Felder nahezu gleich sind, ist der Erregerstrom im Primärkreise doppelt zu nehmen, um den gesamten Primärstrom erhalten zu können. Bei synchronem Gange wird der Erregerstrom im Läufer die doppelte Periodenzahl haben.

Um den Einphasenmotor in Betrieb setzen zu können, bedarf man Hilfsschaltungen. Wir sahen, daß aus dem Drehstrommotor ein einphasiger Induktionsmotor wurde, wenn man die eine Zuleitung unterbrach. Hieraus ergibt sich nun die anzuwendende Schaltung für das Inbetriebsetzen, man muß nämlich den Motor als Mehrphasenmotor einschalten und sobald er seine volle Umdrehungszahl erreicht hat, als Einphasenmotor weiter arbeiten lassen.

In Wechselstromnetzen mit einphasigem Wechselstrom erreicht man dies dadurch, daß man phasen-

verschobene Ströme verwendet und diese in einzelne Teile der aufgeteilten Wicklung führt, so daß ein Drehfeld entsteht. Dieses Drehfeld bringt den Läufer in immer schnellere Rotation, bis er dem Synchronismus entsprechende Tourenzahl nahezu erreicht. In diesem Zeitpunkte kann der phasenverschobene Strom ausgeschaltet werden und der Motor arbeitet nun als ein einphasiger Induktionsmotor.

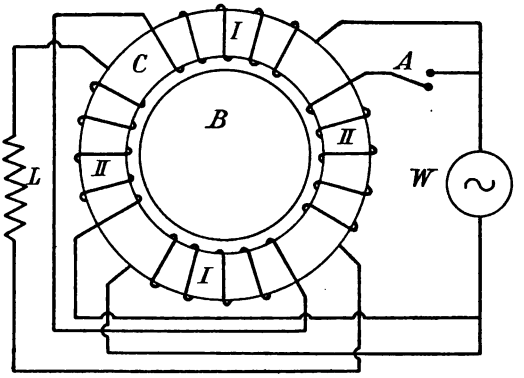


Fig. 79.

Man kann den Motor mit zwei gegeneinander verschobenen Wicklungen versehen. Die eine Wicklung ist aus dickem Drahte, die andere, die nur bei der Inbetriebsetzung von Strom durchflossen wird, besteht aus dünnem Drahte und wird als Hilfswicklung benutzt. Die erste ist in den Hauptstromkreis geschaltet, die andere zu Vorrichtungen, die den phasenverschobenen Strom erzeugen.

Der letztere kann in verschiedener Weise erzeugt werden. Entweder benutzt man Induktionswiderstände im Hilfsstromkreis oder Kapazitäten, woselbst erstere eine Phasenverspätung, letztere eine Phasenvoreilung des Stromes gegen die Span-

nung verursachen. Will man größere Phasenunterschiede herstellen, dann schaltet man den Induktionswiderstand in den Hauptstromkreis, die Kapazität dagegen in den Hilfsstromkreis. Für die Phasenverschiebung beider Ströme ist natürlich die algebraische Differenz maßgebend. Ist z. B. im Hilfsstromkreis eine Phasenverspätung von 45^0 vorhanden, im Hauptstromkreis eine solche von 30^0, dann werden beide Ströme gegeneinander eine Phasendifferenz von $30^0 + 45^0 = 75^0$ haben.

In Fig. 79 ist eine Schaltungsweise dargestellt, bei welcher die Phasenverschiebung des Stromes

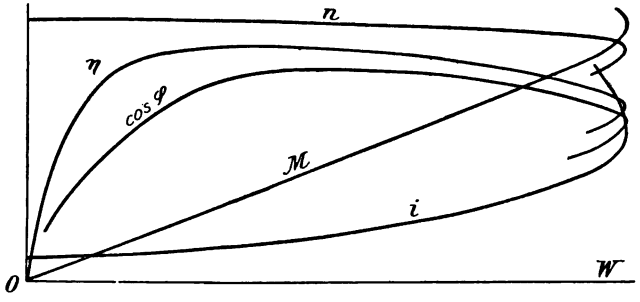


Fig. 80.

gegen die Spannung durch einen Induktionswiderstand erzeugt wird. W ist der einphasige Wechselstromgenerator, der mit der Hauptwicklung I des Motors verbunden ist. Die Neben- oder Hilfswicklung ist II, diese wird ebenfalls von der Wechselstromquelle abgezweigt, doch ist in ihrem Stromkreis auch der Induktionswiderstand L vorhanden. Durch den Ausschalter A kann dieser Stromkreis unterbrochen werden.

Schaltet man die Hauptwicklung ein und läßt den Schalter A zunächst noch offen, dann erhält zwar der Motor Energie, doch er bewegt sich nicht. Sobald aber A zugeschaltet und hierdurch auch II

unter Strom gesetzt wird, fängt der Motor an, sich zu drehen, er arbeitet sich auf die durch die Leerlaufsverluste bestimmte Tourenzahl und ist in diesem Zustande arbeitsfähig. Nun kann A geöffnet werden, ohne daß hierdurch im Betriebe des Motors Veränderungen eintreten würden.

Es seien noch kurz die charakteristischen Kurven des einphasigen Induktionsmotors vorgeführt. Da dieser Motor im Betriebe dem Drehstrommotor sich ähnlich verhält, sind auch seine Betriebskurven denen des Drehstrommotors ähnlich.

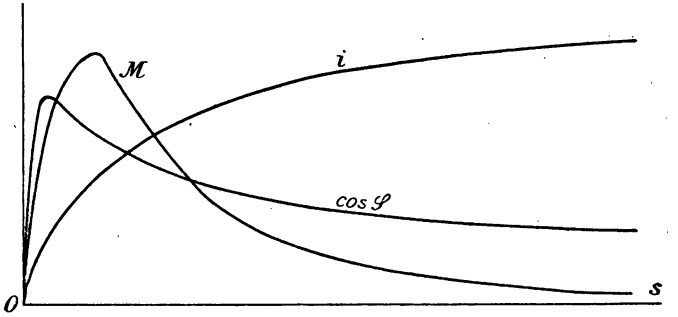


Fig. 81.

In Fig. 80 sind mehrere Kurven dargestellt, die die Veränderung der Tourenzahl (Kurve n), des Wirkungsgrades (η), des Leistungsfaktors ($\cos \varphi$), des Drehmomentes (M) und des Stromes (i) in Abhängigkeit der Leistung angeben.

Fig. 81 zeigt die Veränderung der Stromstärke (i), des Leistungsfaktors ($\cos \varphi$) und des Drehmomentes (M) in Abhängigkeit der Schlüpfung.

Der Wechselstrom-Serienmotor.

Jeder Gleichstrom-Serienmotor in einen einphasigen Wechselstromkreis eingeschaltet, läuft von selbst an und arbeitet nahezu in derselben

Weise als bei Gleichstrom. Die Rotation und ein kräftiges Anzugsmoment kann bei Wechselstrom zustande kommen, denn die in der Armatur fließenden Ströme sind mit dem Strome in der Magnetbewicklung in Phase, somit auch mit dem wechselnden Magnetfelde. Ein Nebenschlußmotor würde aber im Wechselstromkreise nur ein schwaches Drehmoment besitzen, denn die große Selbstinduktion der Magnetbewicklung würde den Magnetisierungsstrom gegen den Armaturstrom in der Phase sehr verschieben, das Feld würde demnach gegen den Armaturstrom nahezu um eine Viertelperiode nacheilen und somit kein Drehmoment erzeugen.

Wird ein Gleichstrom-Serienmotor in den Wechselstromkreis eingeschaltet, dann bemerkt man, daß die Bürsten stark feuern. Die Ursache dieser starken Feuerung ist in dem durch die Bürsten verursachten Kurzschließen der einzelnen Armaturwindungen zu suchen. Die Bürsten haben eine gewisse Breite, welche größer ist, als die Breite der Isolierung zwischen den Kommutatorsegmenten, so daß die Bürste zumeist auf zwei Segmenten zugleich schleift. Hierdurch werden aber die zu denselben Segmenten geschalteten Windungen durch die Bürste kurzgeschlossen. Da diese Windungen gerade senkrecht auf den Verlauf der Kraftlinien des Wechselfeldes stehen, wird in ihnen eine elektromotorische Kraft induziert, in derselben Weise als in den Sekundärwindungen eines Transformators. Diese elektromotorische Kraft erzeugt durch den Kurzschluß der Bürsten einen starken Kurzschlußstrom, der beträchtliche Energieverluste verursacht. Dreht sich nun die Armatur weiter, dann verläßt die Bürste ein Segment, wodurch der Kurzschlußstrom unterbrochen wird und ein Öffnungsfunke entsteht. Infolge der großen Stromstärke wird dieser Funke sehr stark und der Kollektor geht schnell zugrunde.

Das Feuern der Bürsten kann in verschiedener Weise verringert werden. Nachdem die Ursache in der großen Intensität des Kurzschlußstromes liegt, kann man derartig verfahren, daß man in die Zuleitungen der Kollektorsegmente Widerstände schaltet. In Fig. 82 ist eine Ringarmatur mit einigen Windungen und Kollektorsegmenten dargestellt. Von jeder zweiten Windung der Armatur *A* führen Leiter zu den Kollektorsegmenten, in diese Leitungen sind die Widerstände *r*, *r* ein-

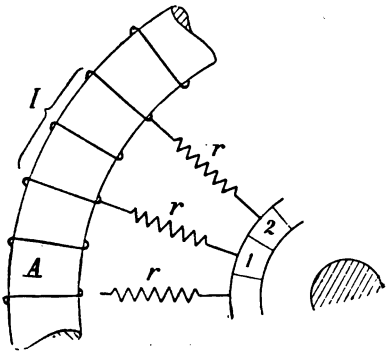


Fig. 82.

geschaltet. Es ist leicht einzusehen, daß wenn z. B. die Bürste auf den Segmenten 1, 2 liegt, der Kurzschlußstrom der Windungen I durch einen Widerstand von $2r$ und den sonstigen Widerständen (Windungen, Zuleitungen, Segmente und Bürste) fließen muß, somit nicht jene Stärke erreichen kann, als ohne den Widerständen rr.

Man kann jedoch bei dieser Anordnung nicht breite Bürsten verwenden, denn je breiter die Bürste, um so größer ist die Zahl der parallel geschalteten Widerstände *r*, d. h. um so kleiner wird der vorgeschaltete resultierende Widerstand, und

der Kurzschlußstrom erreicht wieder unerlaubte große Intensität.

Eine andere Anordnung besteht darin, daß man an Stelle der Widerstände induktive Widerstände schaltet. Zur Anwendung dieser Widerstände führte das Bestreben, die durch den Kurzschlußstrom verursachten Verluste möglichst zu verringern. Doch konnte sich auch diese Anordnung nicht behaupten, denn der Betriebsstrom muß doch auch durch die induktiven Widerstände fließen, wodurch dann

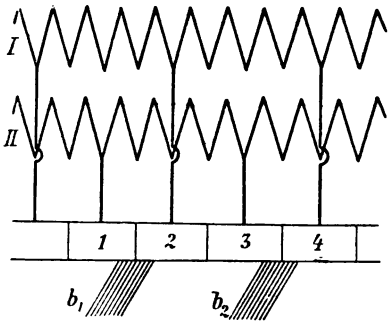


Fig. 83.

Phasenverschiebung verursacht wird, welcher Umstand nur nachteilig sein kann.

Von den vielen Bestrebungen, deren Zweck die Unterdrückung des Kurzschlußstromes war, wollen wir noch eine erwähnen, die im Prinzipe aus folgendem besteht.

Die Armatur erhält zwei oder mehrere Wicklungen, die parallel geschaltet werden. In Fig. 83 ist eine Schaltung dargestellt, bei der zwei Wicklungen vorhanden sind. Die Kollektorsegmente werden abwechselnd mit den Wicklungen verbunden, wie dies die Figur zeigt. Es ist klar, daß durch diese Anordnung überhaupt kein Kurzschlußstrom entstehen kann, da die Bürsten Segmente

verbinden, die verschiedenen Wicklungen angehören.

I und II sind die beiden Wicklungen, die miteinander parallel geschaltet sind. Die Kollektorsegmente 1, 2, 3, 4 werden abwechselnd mit den Wicklungen verbunden, so daß die Bürsten b_1, b_2

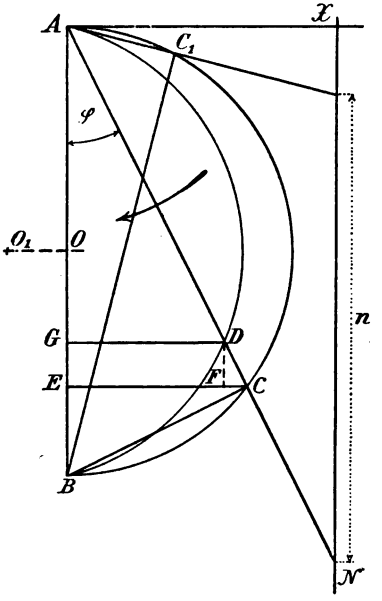


Fig. 84.

in keiner Lage der Armatur die Wicklungsteile kurzschließen können.

Die Betriebsverhältnisse des Motors lassen sich am bequemsten auf graphischem Wege bestimmen. Hierbei kann man ein Kreisdiagramm benutzen, das die Phasen- und Größenverhältnisse der verschiedenen in Betracht kommenden Werte angibt.

In Fig. 84 ist ein solches Kreisdiagramm dargestellt. Die Grundlage dieser Diagrammkonstruktion besteht darin, daß die resultierende Spannung aus zwei Komponenten besteht, die aufeinander senkrecht stehen und deren eine die Watt-, die andere dagegen die wattlose Komponente bildet.

Die resultierende Spannung ist die konstante Klemmenspannung des Motors. Es tritt aber eine gegenelektromotorische Kraft, sowie auch Ohmsche Spannungsverluste auf. Die letztere ist mit der Stromstärke in Phase, die erstere um eine Viertelperiode phasenverschoben, so daß der Zusammenhang zwischen den Vektoren der Klemmenspannung und den kompensierenden Spannungen durch ein rechtwinkeliges Dreieck $A\,C\,B$ gegeben ist. Hierbei ist

$A\,B = e$ = konstant = Klemmenspannung,
$A\,C = e_r$ = Ohmsche Spannungsverluste,
$B\,C = e_s$ = induktive „

Der Winkel $B\,A\,C$ ist die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung.

Nehmen wir die Energieverluste nicht in Betracht, dann ist der Zusammenhang der Spannungen immer durch ein rechtwinkeliges Dreieck gegeben, so daß Punkt C auf einen Kreis sich bewegen muß, dessen Durchmesser der Vektor der Klemmenspannung ist.

Die verbrauchte Energie bei der Phasenverschiebung φ ist

$$W = e\,i\cos\varphi.$$

Mit der Stromstärke i ist die gegenelektromotorische Kraft oder auch das Magnetfeld proportional, so daß

$$i \doteq B\,C$$

und

$$W \doteq \overline{A\,B}\,.\cos\varphi\,.\,\overline{B\,C}.$$

Doch ist

$$\overline{BC}\cos\varphi = \overline{CE}$$

wodurch

$$W \doteq \overline{AB} \cdot \overline{CE}.$$

AB ist konstant, weshalb die verbrauchte Energie mit CE proportional gesetzt werden kann, d. h. die verbrauchte Energie ist mit der Höhe des Dreieckes BCA proportional.

Aus den beiden rechtwinkeligen Dreiecken ACB und BEC folgt, daß

$$\frac{AB}{BC} = \frac{BC}{BE}$$

oder

$$BE = \frac{\overline{BC^2}}{AB}.$$

BC ist aber proportional der Stromstärke und auch dem Felde, daher, wenn letzteres mit b bezeichnet wird, ist

$$BE \doteq \frac{i \cdot b.}{e}$$

oder da $e =$ konstant

$$BE \doteq ib \doteq P$$

wo P die Zugkraft ist.

Will man auch die Energieverluste im Diagramm zum Ausdruck bringen, dann verfährt man in folgender Weise.

Bei einer gegebenen Belastung ist die Phasenverschiebung zwischen Stromstärke und Spannung φ. Bei dieser Belastung treten Energieverluste auf, die im Diagramm durch Längen dargestellt werden können. Die Nutzleistung ergibt sich aus der gesamten aufgenommenen Leistung dadurch, daß man die Verluste aus letzterer subtrahiert. Ist CF eine

mit diesen Verlusten proportionale Länge, dann wird EF die Nutzleistung ergeben. Wenn man daher aus F eine Parallele mit AB zieht, bekommt man den Schnittpunkt D, aus dem eine Senkrechte auf AB die Länge GD ergibt, die mit der Nutzleistung des Motors proportional ist, da

$$EF = GD.$$

Punkt D bewegt sich ebenfalls auf einem Halbkreise, doch ist dessen Mittelpunkt O_1. Die Lage dieses Mittelpunktes ergibt sich aus der Tatsache, daß A und B ebenfalls Punkte dieses Kreises sind. Fällt D in B, dann ist die mit der Länge BC proportionale Stromstärke Null, d. h. der Motor läuft mit unendlich großer Tourenzahl, oder im praktischen Ausdruck, er geht durch.

Fällt dagegen D mit A zusammen, dann ist BC_1 und hierdurch auch i maximal, und da dies nur dann eintreten kann, wenn der Motor steht, wird die Tourenzahl Null und der Motor ist überlastet.

Bei dieser Grenze muß die Nutzleistung Null werden. Das Spannungsdreieck ergibt sich für diesen Fall dadurch, daß man aus A zum zweiten Kreise eine Tangente zieht und C_1 mit B verbindet. Zieht man nun in beliebiger Entfernung von A die Vertikale X, dann kann auf dieser die jeweilige Tourenzahl durch proportionale Längen dargestellt werden.

Verlängert man nämlich AC_1, bis diese die Vertikale schneidet, dann bekommt man den Nullpunkt der Tourenzahllinie, da für C_1 die Tourenzahl des Motors tatsächlich Null ist.

Für andere Belastungen des Motors ergeben sich die Tourenzahlen, wenn man die der Seite AC entsprechenden Seiten der Dreiecke solange verlängert, bis die Verlängerung die Vertikale X schneidet. Die Entfernung des Schnittpunktes von Ø ist mit der Tourenzahl des Motors proportional.

Die Tourenzahl n des Motors ist nach unseren obigen Ausführungen mit AC direkt, mit BC dagegen umgekehrt proportional, d. h.

$$n \doteq \frac{AC}{CB} = cotg\, \varphi.$$

Da aber φ auch bei N auftritt, wird

$$cotg\, \varphi = \frac{NX}{AX}.$$

Die Winkel CAX und ABC sind gleich, so daß ANX und CAX komplementäre Winkel sind, woraus sich dann ergibt, daß

$$cotg\, \varphi \doteq n$$

und

$$n \doteq \emptyset N$$

ist, d. h. daß man die mit der jeweiligen Tourenzahl des Motors proportionale Länge bekommt, wenn man die Seite AC des entsprechenden Spannungswinkels verlängert, bis die Verlängerung die Vertikale X schneidet. $\emptyset N$ ist dann der gesuchten Tourenzahl proportional.

Aus dem Diagramm ergibt sich auch, daß bei Nullbelastung die Tourenzahl unendlich groß wird. In diesem Falle liegt nämlich AC in AB, wodurch AC parallel mit XN wird, weshalb auch N in der Unendlichen liegen muß.

Namen- und Sachregister.

A.

Abkühlungsfläche der Spulen 44.
Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft 31.
Allgemeines über Transformatoren 37.
Ampèrewindungen, primäre 55.
— sekundäre 55.
Ampèrewindungszahl 47.
Anlaßwiderstand 158.
Anlaufsdrehmoment 137.
Anlaufsperiode des Drehstrommotors 160.
Äquivalente Sinuskurven 47.
Äquivalenter Kupferverlust 133.
Arbeitsverluste im Drehstrommotor 148.
— in den Transformatoren 87.
Armatur 109, 137.
Armaturfeld 109.
Asynchronmotoren 110, 137.
Ausstellung zu Antwerpen 26.
— — Budapest 26.
— — London 26.

B.

Belastung, induktionsfreie 51, 57, 58, 104.
— induktive 47, 58, 68, 106.
— Ohmsche 40, 103.
Benischke 89.
Bestimmung des Wirkungsgrades 108.
Betriebseigenschaft des Synchronmotors 115.
Betriebsverhältnisse des Synchronmotors 116, 131.
— des Wechselstrom-Serienmotors 192.
Bláthy 18, 19, 26, 42.
Bright 5, 7.

C.

Callan 2.
Charakteristische Kurven des einphasigen Induktionsmotors 187.

D.

Deprez 10.
Déri 18, 19, 26, 42.
Diagramm des Induktionsmotors 163.
Drahtverlust 88, 89, 155.
Drahtwärme 89, 105.
Drehfeld 136, 142.
Drehmoment 109, 113, 117, 147, 149.
— resultierendes 122.
Drehstrommotor 144.
Dreiphasenwicklung 155.
Dreiphasiger Synchronmotor 136.

E.

Edison 10.
Edwards 7.
Einfluß der Streuung 153.

Einphasenmotoren 110.
Einphasiger Induktionsmotor 182.
Einteilung der Transformatoren 41.
— — Wechselstrommotoren 110.
Eisengewicht 42.
Eisenquerschnitt 42.
Eisensättigung 42, 54.
Eisenverlust 88, 101, 105, 108.
Elektrische Arbeit 39.
Elektromagnet 137.
Elektromotoren 109.
Elektromotorische Kraft 40.
— — der Selbstinduktion 76.
— — primäre 38.
— — resultierende 50.
— — sekundäre 38, 51.
Energieverluste durch Magnetisierung 88.
— im Wechselstrom-Serienmotor 194.
Erfindung der Glühlampe 10.
Erregerkomponente 58.
Erregerstrom 43.
Extraströme 4.

F.

Faraday 1, 2.
Feldmann 93, 98.
Ferranti 29.
Ferraris 142.
Feuern der Bürsten 189.
Formel von Steinmetz 94.
Foucaultsche Ströme 97.
Foucaultscher Verlust 97.
Fuller 8.
Funkeninduktor 3.

G.

Gaulard und Gibbs 13, 27.
Gegenelektromotorische Kraft der Selbstinduktion 49, 50.
Geschichtliches über Wechselstromtransformatoren 1.
Gleichstromerregung 110.
Gordon 9.
Größe der elektrischen Arbeit 39.

H.

Haitzema Enuma 10.
Harrison 6.
Henry 2.
Heyland 133, 177, 178, 180.
Hilfsmotor 178.
Hilfsschaltung 184.
Hilfsstromkreis 186.
Hilfsvorrichtungen bei Einphasenmotoren 183.
Hilfswicklung 185.
Hochspannung 39.
Höhere induzierte Ströme 10.
Hutin 137.
Hysteresiseffekt 137.
Hysteresisschleife 91.
Hysteresisverlust 90, 93, 108, 155.

I.

Idealer Transformator 40.
Igel-Transformator 34.
Induktionsapparat von Fuller 8.
Induktionsapparate in Hintereinanderschaltung 9.
— von Zipernowsky, Déri und Bláthy 19.
Induktionsfreie Belastung 51, 57, 58, 104.
Induktionsgesetze 140.
Induktionsmotoren 137, 138.
Induktionsströme 140.
Induktionswiderstände 186.
Induktive Belastung 47, 58, 68, 106.
Induktiver Spannungsverlust 75.
— Widerstand 46, 190.

J.

Jablochkoff 6, 8.
— -Kerze 6.
— Stromsystem von 7.
Jahreswirkungsgrad 32.

K.

Kapazität 82, 186.
Kapp 73, 80, 83.

Käfiganker 163.
Kerntransformator 41, 42, 44.
Klemmenspannung, primäre 38, 50.
— sekundäre 38, 51, 62.
Kompensierter Drehstrommotor 177.
Komponenten der primären Klemmenspannung 67.
— — sekundären Klemmenspannung 65.
Komponentenspannungen 50.
Kraftübertragung von Lauffen nach Frankfurt a. M. 1891 32.
Kreisdiagramm 163.
— des Wechselstrom-Serienmotors 192.
Kupfergewicht 42.
Kupferverlust 108, 131.
Kurve des Drehmomentes 151.
Kurzschlußanker 143, 149, 155, 161.
Kurzschlußstrom 189.

L.

Lauf 138, 144.
Laufwicklung 155.
Läufer 138, 144.
Läuferstrom 164.
Läuferwicklung 157.
Leblanc 137, 177.
Leerlauf 55, 59, 69, 105.
Leerlaufsverhältnisse 59.
Leerlaufsverluste 41, 105.
Leistung des Drehstrommotors 170, 173.
— — Transformators 45.
Leistungsfaktor 47, 107.
— des Drehstrommotors 175.

M.

Magnetbewicklung 109.
Magnetfeld 109.
Magnetischer Widerstand 54.
Magnetisches Feld 38, 47, 55.
— — des primären Stromes 63.
— — — sekundären Stromes 65.
Magnetisierung 47.
Magnetisierungsstrom 164.
Magnetsystem 109.
Manteltransformatoren 41, 42, 44.
Mehrphasenmotoren 110.
Mehrphasensynchronmotor 136.
Mehrphasige Asynchronmotoren 144.
Méritens 8.
— Stromverteilungssystem von 8.
Mittlere Windungslänge 42.

N.

Nebenschlußmotor 109.
Netzspannung 126.
Niederspannung 39.
Normandy 7.

O.

Ohmsche Belastung 40, 103.
Ohmscher Spannungsverlust 18, 48, 50, 60, 74, 192.
— Widerstand 46, 88.

P.

Page 2.
Parallelschaltung der Spulen 45.
— — Transformatoren 16, 27.
Periodenzahl 46.
Pendelnde Rotation 123.
Permeabilität 54.
Phasenanker 155, 161.
Phasenregler 135.
Phasenverhältnisse der magnetischen Felder 60.
Phasenverhältnisse der Spannungen 60, 61, 62.
Phasenverschiebung 47, 106.
Phasenverschiebungswinkel 47.
Phasenwicklung 155.
Pollose Transformatoren 25.
Primäre Ampèrewindungen 55.
— elektromotorische Kraft 38.
— Leistung 106.
— Klemmenspannung 38, 50.
— Spannung 25.

Primäre Spannungsverluste 38.
— Wicklung 22, 38.
— Windungen 22.
— Windungszahl 39.
Pulsierendes Feld 183.

R.

Reaktanz 88.
Reibungsverluste 167.
Resultierende elektromotorische Kraft 50.
— Spannung 192.
— Zugkraft 122.
Resultierender Widerstand 46.
Resultierendes Drehmoment 122.
— Feld 54, 59, 62.
— — beim Drehstrommotor 168.
Ringarmatur 140, 189.
Ringtransformator 25, 42.
— von Zipernowsky, Déri und Bláthy 42.
Rotation, pendelnde 123.
Rotierendes Feld 142.
Rotor 138.
Ruhmkorff 3.
Ruhmkorffs Induktionsapparat 2, 5.

S.

Scheinbarer Wirkungsgrad 176.
Schleifringe 138.
Schlüpfung 145, 171, 180, 183.
Schuckert 28.
Sekundäre elektromotorische Kraft 38, 51.
— Klemmenspannung 38, 51, 62.
— Spannungsverluste 38, 74.
— Stromstärke 41.
— Ströme 10, 38.
— Wicklung 22, 38.
— Windungen 22.
— Windungszahl 39.
Sekundärer Spannungsabfall 74.
— Stromkreis 56.
Sekundärkreis 41.
Sekundärspannung 25, 38, 41, 58.
Sekundärstrom 56, 58.
Selbstinduktion 61.
— des Transformators 73.
Selbstinduktionskoeffizient 46, 75, 88.
Serienmotor 109.
Serienparallelschaltung 45.
Serienschaltung der Spulen 45.
— — Transformatoren 8, 15, 27.
Seriensystem von Gaulard und Gibbs 11, 14.
Slip 145.
Spannung, sekundäre 41.
Spannungsverlust, induktiver 75.
— Ohmscher 48, 50, 60, 74.
— primärer 38.
— sekundärer 38.
Ständer 138.
Stator 138.
Steinmetz 94.
Streufeld 153, 165.
Streulinien 153.
Streuung 44, 52, 61, 64, 165.
— im Drehstrommotor 152.
Streuungsverhältnisse 52.
Stromkurven 162.
Stromstärke, primäre 55.
— sekundäre 41.
Stromverteilung von Zipernowsky, Déri und Bláthy 18.
Stromverteilungssystem von Haitzema Enuma 10.
— — Jablochkoff 7.
— — Méritens 8.
Strumbo 8.
Swinburne 32, 34.
Synchronismus 116.
Synchronmotor 110, 111, 138.

T.

Tertiärströme 10.
Transformationsverhältnis 9, 24, 39, 40, 74.
Transformator von Gaulard und Gibbs 11.
Transformatordiagramm 64, 67.
— bei kurzgeschlossenem Sekundärkreise 71.

Transformatoren der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft 31.
— in Parallelschaltung 16, 27.
— von Ferranti 29.
— — Schuckert 28.
— — Westinghouse 30.
— — Zipernowsky, Déri und Bláthy 18.
Tourenzahl des Drehstrommotors 155, 162.
— — Synchronmotors 115.
— — Wechselstrom-Serienmotors 194.
Tourenzahlkurve des Drehstrommotors 175.

U.

Überlastungsfähigkeit des Drehstrommotors 174.
Umdrehungszahl des Drehfeldes 145.
Ummagnetisierungsarbeit 90.
Umsetzungsverhältnis 39, 40, 74.
Unsymmetrische Kurven 47.
Uppenborn 1.

V.

Vektordiagramm 47.
— der magnetischen Felder 55, 57, 63.
— — Spannungsverluste 85.
— — Transformatorspannungen 60, 61, 62, 76, 78, 79, 81, 82.
— des Synchronmotors 125, 126, 128, 132.
Verlauf der Kraftlinien 39.
Verluste im Synchronmotor 133.
— -- Transformator 40.
Verlustkurven 102.
Versuchsapparat Faradays 1.
Vollbelastung 59.
Voltmeterkorrektion 106.
Vorschaltwiderstand 158.

W.

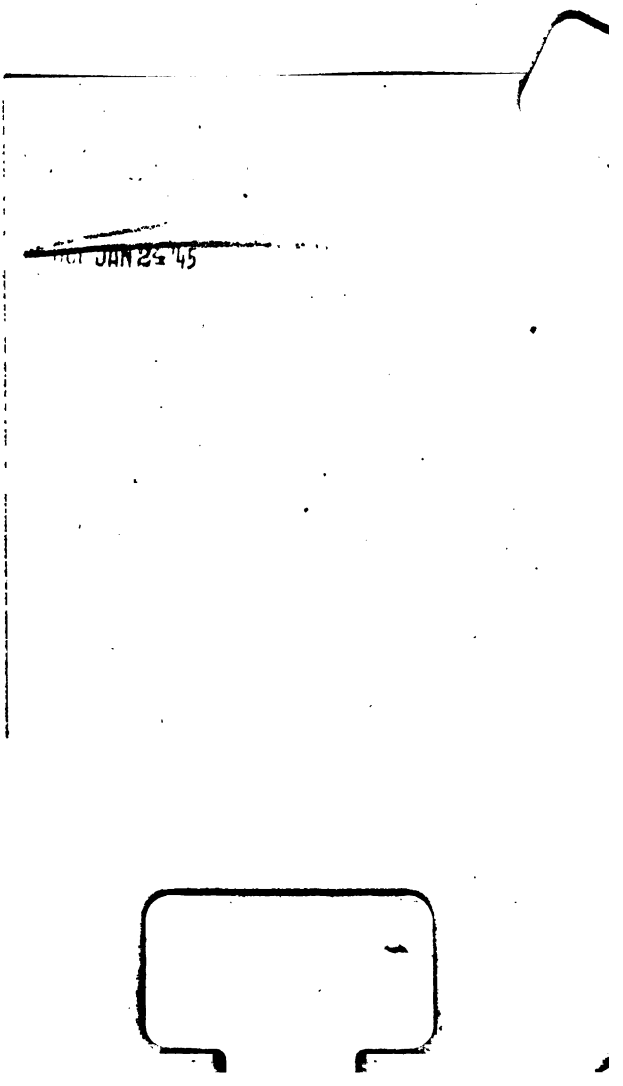
Wärmestrahlungsfläche des Eisens 44.
Wattkomponente 57, 192.
Wattlose Komponente 57, 192.
Wattmeterkorrektion 106.
Wattstrom 59.
Wechselstrommotoren 103.
Wechselstrom-Serienmotor 188.
Wechselstromtransformator 38.
Wechselzahl 49.
Wicklung, primäre 22, 38.
— sekundäre 22, 38.
Widerstand, induktiver 46.
— magnetischer 54.
— Ohmscher 46.
— resultierender 46.
Windung, primäre 22.
— sekundäre 22.
Windungslänge, mittlere 42.
Windungszahl, primäre 39.
— sekundäre 39.
Wirbelströme 93, 97.
Wirbelstromeffekt 137.
Wirbelstromverlust 90, 97, 98, 108, 155.
Wirkungsgrad 87, 103, 106, 108.
— des Drehstrommotors 173.
— scheinbarer 176.
Wirkungsweise des einphasigen Induktionsmotors 183.
— — kompensierten Induktionsmotors 179.
— — mehrphasigen Induktionsmotors 139.

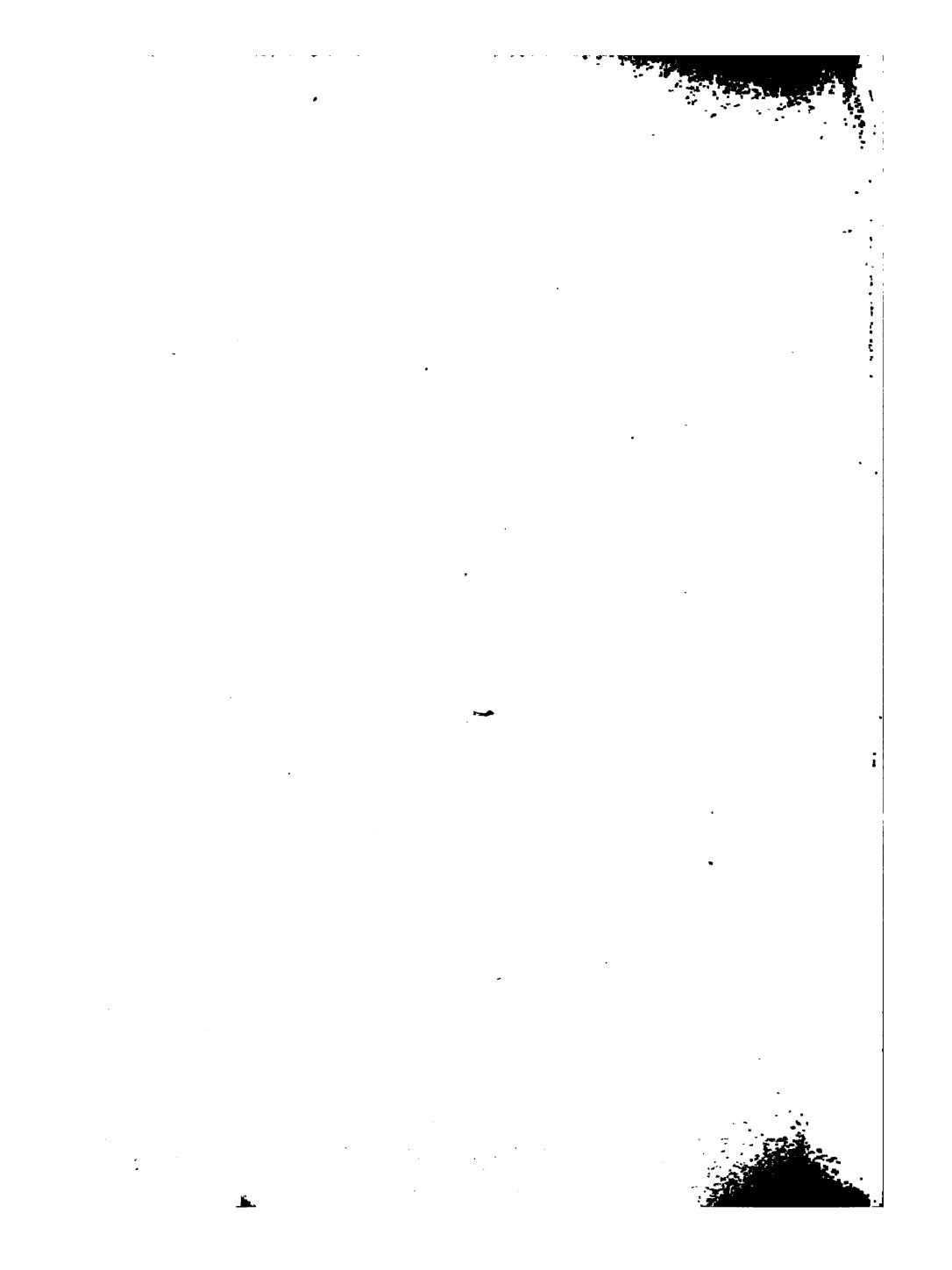
Z.

Zipernowsky 18, 19, 26, 42.
Zugkraft 119, 149.
— resultierende 122.

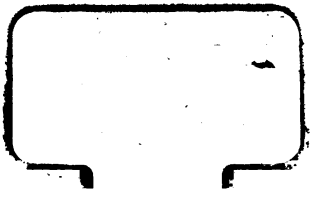
Druckfehlerverzeichnis.

Seite 96, 1. und 6. Zeile von oben lies Hysteresis statt Hysteris.


JAN 25 '45



JAN 24 '45



3 2044 081 576 662